radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Ein 40-W-Mischpultverstärker

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JANUAR 1963 **2**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichhorndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Angenehm geweckt durch die TZ 10 (siehe den Artikel Seite 35). Und der Teddy möchte so gern gleich auf den Arm genommen werden — wir haben für ihn in diesem Fall volles Verständnis!

UNSERE LESER SCHREIBEN

Unser Leser R. M. in Leipzig O 27 [siehe auch radio und fernsehen 18 (1962) „Unsere Leser schreiben"] bedauert, uns falsch informiert zu haben und bittet uns, richtigzustellen, daß er im Gegensatz zu seiner damaligen Darstellung der PGH Verstärkertechnik Leipzig keinen Auftrag über das Wickeln der beiden beanstandeten Übertrager gab.
In diesem Zusammenhang möchten wir darauf aufmerksam machen, daß wir uns vorbehalten, an uns gerichtete Schreiben entweder zu veröffentlichen oder gegebenenfalls an zuständige Stellen weiterzuleiten, falls nicht der Absender ausdrücklich darum bittet, sein Schreiben vertraulich zu behandeln. In allen Fällen jedoch setzen wir voraus, daß die uns geschilderten Fakten nach Wissen des Lesers auf Tatsachen beruhen.

*

... In dem Aufsatz von Herrn Kubitza im Heft 19 bzw. 20 (1962) wird empfohlen, da gewisse Teile leider nicht handelsüblich seien, weitgehend Neumann-Teile zu verwenden. Wir hatten früher schon einmal ... darauf hingewiesen, daß, um bei dem obengenannten Ausdruck sinngemäß zu bleiben, unsere Erzeugnisse durch Inanspruchnahme unserer Fertigungskapazität für Export und für die Zulieferungen an die volkseigene Industrie praktisch auch schon nicht mehr handelsüblich sind.
Die Welle von Anfragen wegen Belieferung hat ihren Anfang genommen und macht zeitraubende Bearbeitungen notwendig. Noch schwerer fällt aber die Verärgerung der Kundschaft ins Gewicht, die die benötigten Teile unserer Fabrikate, wenn überhaupt, ausschließlich über den Fachhandel geliefert erhalten kann, und das eben in völlig unzureichendem Umfang. Auch muß bei den Lesern, nach den hier vorliegenden Anfragen zu urteilen, der unbegründete Eindruck entstanden sein, als produzierten wir Spezialfilter, Oszillatoren und Dämpfungskreise für Synchro-Detektorschaltungen ...
Auf Grund von Differenzen mit Endverbrauchern, die sich beschwerdeführend an uns wandten und kein Verständnis für die Vorrangigkeit von Exportlieferungen hatten, empfehlen wir in dieser Hinsicht die Veröffentlichung eines entsprechenden Hinweises.
Um im Zusammenhang mit der Veröffentlichung über Synchro-Detektorschaltungen gleich sehr viele Anfragen en bloc zu beantworten, sollten Sie darauf hinweisen, daß die Einzelspulen unseres Bandfilters III aus HF-Litze 20 × 0,05 bestehen, eine Induktivität ohne Abgleichkern von 0,38 mH und 214 Windungen besitzen. Der Abgriff liegt an der unteren Spule bei der 70. Windung, an der oberen Spule bei der 140. Windung. Die Verwendung von Spulen dieser Art wird nämlich durch Abwickeln als möglich bezeichnet [radio und fernsehen 18 (1962) und Literaturverzeichnis des in Rede stehenden Aufsatzes im Heft 20 (1962)].

Gustav Neumann KG., Kreuzburg/Werra

*

Am 24. 10. 1962 gegen 22 Uhr empfing ich einen ausländischen Sender auf Kanal 2. Zuerst war ein Werbetrickfilm, zuletzt ein Getränkeangebot, eine große Flasche mit großer Überschrift „SCHUSS", dann kam für eine Sekunde

T . V
BORO

anschließend ein Rundtischgespräch, schwankend, mitunter sehr klar. Nach 30 Minuten verschwanden Bild und Ton. Ist dies ein spanischer Sender gewesen? Als Antenne wird eine einfache V-Antenne benutzt, in südöstlicher Richtung auf den Sender Marlow. *H. K., Rostock-Dierkow*

Leider genügen uns Ihre Angaben nicht, um den unbekannten Fernsehsender zu identifizieren. Ihre Vermutung, daß es ein spanischer Sender gewesen ist, teilen wir nicht. Wir tippen eher auf einen dänischen oder schwedischen Sender. Leider schreiben Sie uns nicht, in welcher Sprache der Begleitton gesendet wurde — dies hätte die Angelegenheit sehr vereinfacht. Wir werden Ihren Brief auf der Leserbriefseite veröffentlichen — vielleicht hat ein anderer Leser den gleichen Sender empfangen und identifizieren können.

*

Ich interessiere mich sehr für die Konstruktion des AM/FM-Autosupers „Coupé", dessen Beschreibung in radio und fernsehen 12 (1962) angegeben ist.
Ich möchte Sie bitten, mir die Induktivitätswerte und deren Wickelvorschrift (insbesondere die Konstruktion des Mechanismus der induktiven Abstimmung) mitzuteilen, und auch die Typen der sowjetischen Transistoren, mit denen man die vorhandenen Typen ersetzen kann.

A. N. B., Leningrad, UdSSR

Unsere Beschreibung des westdeutschen Autosupers „Coupé" war nicht als Bauanleitung gedacht, da hierfür, wie Sie ja auch bemerkten, einige Angaben fehlen ...
Ein unmittelbarer Ersatz der im Gerät „Coupé" verwendeten Valvo-Transistoren ist nicht möglich. Wir können Ihnen nur die Typen mitteilen, die wahrscheinlich bei einigen Änderungen anstelle der Valvo-Transistoren verwendet werden können.
Für den UKW-Teil (T_1 und T_2) sind sowjetische Transistoren P 411 bzw. P 411 A verwendbar. Für den AF 116 mit einer Grenzfrequenz von 75 MHz kann der P 402 bzw. P 403 oder P 403A verwendet werden. Für den OC 75 kommt jeder rauscharme NF-Transistor in Frage, das gleiche gilt für den OC 71. Der OC 79 muß die Steuerleistung für die Endstufe liefern können. Der OC 26 ist ein Leistungstransistor, er läßt sich durch die verschiedenen Typen des sowjetischen P 4 ersetzen.
Nähere Angaben für den Ersatz können wir Ihnen leider nicht machen, da unsere Redaktion leider keine Kennlinien der sowjetischen Transistoren zur Verfügung hat — auch unsere Bemühungen innerhalb unserer Industrie, die möglicherweise nicht vollständig waren, führten leider bisher zu keinem Ergebnis.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Ein einfaches Tunneldioden-Prüfgerät
- Stufenschalter — ein Kontaktbauelement für die Nachrichtentechnik
- Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872
- Schmalspur und Fläche
- Mikromodultechnik — eine moderne Konstruktionsform für Bausteine der Schwachstromtechnik mit ökonomischen Fertigungsperspektiven



▼ **Ihren Jahresplan in der Brutto- und Warenproduktion erfüllten** die 16 000 Werktätigen des Industriezweiges der Fernseh-, Rundfunk- und Fonotechnik zehn Tage vor Jahresende. Die Produktion gegenüber dem Vorjahr stieg um 24,3%. Das Hauptaugenmerk der Rundfunkindustrie galt den Koffer- und Taschenempfängern. Mit 193 000 Stück wurde ihre Fertigung auf 208% gesteigert. Die Fernsehempfängerproduktion betrug 460 000 Stück.

▼ **Ein Programm zur weiteren Entwicklung** der Zusammenarbeit zwischen sowjetischen und britischen Fachleuten der Atomtechnik wurde Ende des vergangenen Jahres in Moskau vereinbart.

▼ **Das erste vollautomatische Lichtspielhaus** wurde in Chikago eröffnet. Der Besucher wirft ein Geldstück in einen Automaten, der eine numerierte Lochkarte auswirft. An jedem Sitz befindet sich eine Schloßvorrichtung mit einem Schlitz. In diesen wird die Lochkarte gesteckt, dann läßt sich der Sitz herunterklappen und wird benutzbar. Kassiererinnen und Platzanweiserinnen sind überflüssig geworden.

▼ **Ein drittes Fernsehprogramm** wird vom Zentralen Sowjetischen Fernsehen vorbereitet. Zunächst werden dafür 50 neue Fernsehstationen errichtet, u. a. im Transkaukasus, Ural und in Zentralasien.

▼ **Mitarbeiter des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes** haben die Entwicklung des Prototyps eines DDR-Fernseh-Übertragungszuges abgeschlossen. Der „FZ 18“, ein mehrgliedriger Ü-Zug, wurde in nur einem Jahr entwickelt und gelangt im ersten Halbjahr 1963 zum Einsatz.

▼ **Einen ökonomischen Nutzen von 65 000 DM** brachte die Entwicklung eines Brennerwickelautomaten durch den Klub Junger Techniker im VEB Röhrenwerk Mühlhausen.

▼ **5500 TV-Empfänger zusätzlich zum Staatsplan** hat der VEB Rafena-Werke Radeberg 1962 an den Großhandel ausgeliefert.

▼ **Flexoden** heißt eine Gruppe neuer Halbleitergleichrichter von der RCA, USA, deren Funktion von einer Erwärmung mit Gleichstrom abhängt. Die Durchlaßrichtung wird von der Richtung des Gleichstromes bestimmt.

▼ **Eine neue, elektronisch gesteuerte Ausführung der Revolver-Bohrmaschine** zur chargenweisen Bearbeitung von Kleinteilen wurde von der EMI Electronics Ltd. und der W. J. Meddings Ltd., England, entwickelt. Diese Maschine kann eines oder mehrere von sieben Schneidewerkzeugen nacheinander auswählen und in Stellung bringen und das Werkstück vollautomatisch mit beträchtlichen Einsparungen an Zeit und Kosten bohren. Numerische, auf Lochstreifen verschlüsselte Informationen werden in ein elektrisches Signal umgewandelt, wodurch der Tisch, der Revolverkopf und die Bohrspindel in die für eine bestimmte Folge von Arbeitsgängen erforderliche Stellung gebracht werden.

▼ **Als automatischer Dispatcher** arbeitet seit einiger Zeit eine elektronische Rechenmaschine im chemischen Kombinat der ukrainischen Stadt Lissitschansko. Sie steuert die sich über mehrere Werksabteilungen erstreckende Produktion von Ammoniak. In festgelegten Zeitabständen sammelt die Maschine 350 Daten, führt eine logische Analyse der Betriebsverhältnisse durch und gibt Empfehlungen für den weiteren Verlauf des Produktionsprozesses. Aus einer großen Anzahl Varianten wählt die Maschine die günstigste.

▼ **Über 60 Betriebe der Erdölregion Ploiesti** der Rumänischen Volksrepublik verwenden beim Produktionsprozeß an den Sonden und in den Raffinerien radioaktive Isotope. Sie werden vor allem bei der Wiedererschließung von Sonden, bei der Qualitätskontrolle der Produktion, der Überwachung des Erdölflusses durch das Leitungsnetz sowie bei der Erdölverarbeitung angewendet.

▼ **Einen neuen Bedienungskomfort** für TV-Empfänger bietet die englische Firma „Philco“ ihren Kunden. Richtet man den Lichtstrahl einer gewöhnlichen Taschenlampe auf die eingebaute rechte Fotozelle, so wird der motorgetriebene Kanalwähler ausgelöst. Eine links angebrachte Zelle bewirkt auf die gleiche Weise das Ausschalten des Tones. Die Fotoelemente sprechen auf Tageslicht oder Raumbeleuchtung nicht an.

Frequenzumstellungen

Entsprechend den internationalen Festlegungen wurden folgende Frequenzumstellungen vorgenommen.

Dequede I

Die Frequenz des UKW-Senders Dequede I (DS-Programm) wurde am 21. November 1962 von 96,95 MHz auf 96,9 MHz geändert.

Karl-Marx-Stadt IV

Die Frequenz des UKW-Senders Karl-Marx-Stadt IV (DDR II) wurde am 1. Dezember 1962 von 92,9 MHz geändert.

Schwerin

Die Frequenz des UKW-Senders Schwerin I (DS-Programm) wurde am 20. Dezember 1962 von 97,3 MHz auf 95,25 MHz geändert.
Außerdem trat mit Sendebeginn am 20. Dezember 1962 für die UKW-Sender Schwerin II bis IV folgender Programmwechsel ein:

UKW-Sender	Programm	bisher	ab 20. 12. 1962
Schwerin II	Berliner Rundfunk	89,2 MHz	98,55 MHz
Schwerin III	Radio DDR I	92,75 MHz	89,2 MHz
Schwerin IV	Radio DDR II	98,55 MHz	92,75 MHz

Helpterberg

Die Frequenz des UKW-Senders Helpterberg wurde am 4. Januar 1963 von 99,1 MHz auf 95,95 MHz und das Programm von Radio DDR II auf Radio DDR I geändert.

Die Venussonde „Mariner 2“

die am 27. August 1962 in den USA gestartet worden war, erreichte am 14. Dezember 1962 den Punkt der auf ihrer Umlaufbahn geringsten Entfernung von der Venus. Der Abstand zwischen Sonde und Venus betrug zu diesem Zeitpunkt 33 600 km, zwischen Sonde und der Erde 58 Mill. km. Nachdem die Meßgeräte der Sonde eingeschaltet wurden, funkten die beiden Sender von „Mariner 2“ 42 Minuten lang ihre Beobachtungsergebnisse zur Erde. Besonders wichtig werden die Auswertungen dieser Messungen für die Raumfahrtforschung und die Astronomie sein. Mit Interesse werden die Angaben über die Oberflächentemperatur der Venus erwartet, werden sie doch Schlußfolgerungen ermöglichen, ob auf diesem Planeten mit irgendeiner Form organischen Lebens zu rechnen ist.

„Mars 1“ fliegt weiter

Die sowjetische interplanetare Station „Mars 1“ setzt ihren Flug zum Planeten Mars weiter fort. Am 20. Dezember 1962 betrug der Abstand zwischen „Mars 1“ und der Erde 17 577 000 km. Bei einer Entfernung von 15 840 000 km wurde am 16. Dezember 1962 wieder Funkverbindung mit der Station aufgenommen. Die Systeme und Aggregate arbeiteten zu dieser Zeit nach wie vor normal. Temperatur und Druck an Bord lagen in den vorausberechneten Grenzen.

Funkverbindung zur Venus

Sowjetischen Radioastronomen gelang es erstmalig, auf der Erde eine Funkverbindung zu dem Planeten Venus herzustellen. Ausgestrahlt und dann wieder empfangen wurde das Wort „Frieden“.

Kosmos 12

Am 22. Dezember 1962 startete die Sowjetunion einen neuen künstlichen Erdtrabanten. Der Sputnik mit der Bezeichnung „Kosmos 12“ wurde auf eine Bahn gebracht, bei der das Apogäum 405 km und das Perigäum 211 km beträgt. Der Neigungswinkel der Bahn zum Äquator ist 65°. Die anfängliche Umlaufzeit des Satelliten betrug 90,45 Minuten.
„Kosmos 12“ enthält wissenschaftliche Geräte zur Fortsetzung der Erforschung des kosmischen Raumes entsprechend dem am 16. März 1962 veröffentlichten Programm, und zwar einen Sender, der auf der Frequenz 19,995 MHz arbeitet, ein Funksystem zur genauen Messung der Bahnelemente und ein Fernmeßsystem zur Übermittlung der Angaben über das Funktionieren der Geräte zur Erde.

Fernsehsatellit „Relay“

Nachdem der am 10. Juli 1962 gestartete Fernsehsatellit „Telstar“ vor einiger Zeit funktionsunfähig wurde, starteten die USA am 14. Dezember 1962 den Satelliten „Relay“. Er umkreist die Erde in einem Abstand von 1280 bis 7240 km. Die vorgesehenen interkontinentalen Fernsehverbindungen konnten jedoch nicht hergestellt werden, da die Ladung der Batterien ständig abnahm. Die Übertragungsanlagen wurden daraufhin ausgeschaltet.

Zusammenarbeit im Kosmos

Die UNO-Vollversammlung hat am 14. Dezember 1962 einmütig den vom politischen Ausschuß unterbreiteten Resolutionsentwurf über internationale Zusammenarbeit bei der friedlichen Nutzung des Weltraums bestätigt.

Teilautomatisierte Wolgaschiffe

Die einst so viel besungenen Wolgaschiffer sind heute zumeist Absolventen technischer Fach- und Hochschulen, denn die moderne Wolgaschiffahrt ist weitgehend mit Knopfdrucktechnik ausgestattet. Die bei diesen Schiffen angewendete Steuertechnik nimmt automatisch die Antriebssteuerung und die Pflege aller Aggregate vor. Die ersten zwei Wolgaschiffe waren 1959 automatisiert worden. Bis 1963 sollen 72 Wolgaschiffe mit der gleichen Automatik ausgestattet sein. Außer den Fahrgastschiffen erhalten auch Frachtschiffe und Fischdampfer Druckknopfsteuerung.
In Leningrad wird an der Konstruktion eines Fischdampfers gearbeitet, dessen sämtliche Manöver durch eine elektronische Rechenanlage gesteuert werden können. Der 5000 BRT große Dampfer soll nur noch $^1/_6$ der Besatzungsstärke benötigen, die für ein gleichgroßes Schiff konventioneller Bauart erforderlich ist.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 11 (1962) entnahmen wir folgende Hinweise:

Literatur über die Zuverlässigkeit von Halbleiterbauelementen
Titelanzahl: 35. Berichtsz.: 1957 bis 1962.
Hrsg.: Inst. f. Halbleitertechnik. Dok. Teltow, Elbestr. 2.

Literatur über Laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation = Lichtverstärker) (Nachtrag 1 u. 2) Hauptwerk umfaßt 338 Titel (DK: 535.3:535.891; 621.375.9:535-2).
Lit.-Nr.: 52/62, 53/62. Titelanzahl: 115 u. 121. Mit Annotationen. Berichtsz.: 1960–62.
Hrsg.: Universitäts-Bibliothek Jena. Techn. Wiss. Auskunftsstelle Jena, Goetheallee 6.

Literatur über Messungen an Halbleitern
Titelanzahl: 230. Berichtsz.: 1951 bis 1962.
Hrsg.: Inst. f. Halbleitertechnik. Dok. Teltow, Elbestr. 2.

Literatur über Schaltrelais und Schaltröhren für Niederspannung (DK: 621.316.5:621.318.5:621.318.57: 621.027.2).
Lit.-Nr.: 46/62. Titelanzahl: 61. Mit Annotationen. Berichtsz.: 1950–62.
Hrsg.: Universitäts-Bibliothek Jena, Goetheallee 6.
Interessenten haben die Möglichkeit, die angeführten Literaturzusammenstellungen gegen eine Gebühr bei der jeweils angegebenen Institution als Abschrift oder Fotokopie zu bestellen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 2. JANUARHEFT 2 1963

R 100 und TZ 10 – Erweiterungen des T 100

Ing. INGOLF WITTIG

Die Leser unserer Beschreibung des Taschenempfängers T 100 (T 101) des VEB Stern-Radio Berlin im Heft 4 (1962) mögen sich gewundert haben, welchem Zweck die Anschlußbuchsen Bu_2 und Bu_3 dienen. Tatsächlich wurde das Gerät von vornherein so entwickelt und konstruiert, daß es mit Zusatzgeräten versehen werden kann. Die Schaltuhrbox TZ 10 stellt ein solches Zusatzgerät dar.

Die Entwicklung des R 100 — im Zusammenhang mit dem T 100 — hat nicht nur eine technische, sondern auch eine ökonomische und eine politische Seite. Herr Wittig beschreibt, wie man sich im VEB Stern-Radio Berlin Gedanken machte, das Sortiment der Produktion möglichst schnell und mit möglichst einfachen Mitteln zu erweitern, und wie ein Vorschlag der Entwicklungsabteilung allgemeine Zustimmung fand. Aber er erwähnt nicht — doch wir tun es gern für ihn und seine Kollegen — daß die Kapazität der Entwicklungsabteilung (einschließlich der Konstruktion) zu der Zeit voll ausgelastet war. Während die Umwandlung des T100 in den R 100 elektrisch keine Anforderungen stellte, waren konstruktiv einige Probleme zu lösen. Die Herren Wittig (Entwicklungsingenieur), Kühdorf (Konstrukteur), Karl (Konstrukteur), Blank (Teilkonstrukteur), Lukas (Meister der Versuchswerkstatt) und einige Mechaniker der Versuchswerkstatt beschlossen also, den R 100 außerhalb der Kapazität der Entwicklungsabteilung, d. h. neben ihren eigentlichen Planaufgaben fertigungsreif zu machen. In dem Entwicklungsantrag an die VVB Rundfunk und Fernsehen, der Mitte 1961 eingereicht wurde, heißt es daher auch: ,,. . . wird das Thema auf Prämienbasis bearbeitet.“

Doch bis zum Arbeitsbeginn wurde es der 1. September 1961, und die oben genannten Mitarbeiter des VEB Stern-Radio Berlin zogen die Schlußfolgerungen aus der politischen und ökonomischen Lage, in der sich unsere Republik befand. Sie beschlossen, auf die Prämienbasis zu verzichten und die Arbeiten am Gerät R 100 im Rahmen des Produktionsaufgebots durchzuführen. So geschah es; gleichzeitig wurden die Arbeiten so beschleunigt, daß das Gerät bereits am 30. November 1961 nullserienreif war. Durch die Schnelligkeit und die zügige Art der Durchführung der Entwicklung konnten ferner 42% der geplanten Entwicklungssumme (ohne Prämien) zusätzlich eingespart werden.

Die Redaktion betrachtet das Beispiel, das diese Mitarbeiter des VEB Stern-Radio Berlin gegeben haben, als ein Muster der Anwendung der Prinzipien des Produktionsaufgebots auf dem Gebiet der Entwicklung und Konstruktion elektronischer Geräte.

D. Red.

Reiseempfänger R 100

Ende 1960 stellte man im VEB Stern-Radio Berlin Überlegungen an, wie mit einfachen Mitteln das Sortiment der im Werk produzierten Erzeugnisse erweitert werden könnte. Ein Vorschlag aus der Entwicklungsabteilung brachte dabei die besten Voraussetzungen für eine schnelle Realisierung mit, das Gerät R 100. Die Grundlage dazu war der Gedanke, den in der Fertigung laufenden Taschenempfänger T 100 mit den Eigenschaften eines einfachen Reiseempfängers auszustatten. Eine Gegenüberstellung bekannter Empfänger der unteren Preisklasse erbrachte den Beweis, daß die entscheidenden Parameter des Gerätes, wie Ausgangsleistung, Empfindlichkeit und Empfangsbereiche, den internationalen Ansprüchen an diese Geräteklasse genügten. Als besonders günstig erwies sich das verwendete Primärelement EJT, mit dem sich etwa 400 Betriebsstunden erreichen lassen. Das ansprechende, solide Holzgehäuse, die drei Wellenbereiche und der Preis tragen dazu bei, dem Gerät gute Absatzchancen zu versprechen.

Besonders hervorstehend waren jedoch die ökonomischen Vorteile dieser Konzeption. Mit den gleichen Bauteilen und Baugruppen, von der Spule bis zur Platine, kann das Gerät über die gleiche Fertigungsstraße geleitet werden, wie das Schwestergerät T 100. Lediglich die ,,Einbau“-Takte müssen verändert werden. Somit wird der zusätzliche Aufwand für Fertigungseinrichtungen und Prüfmittel äußerst niedrig gehalten.

Konstruktive Gestaltung

Die Platine des T 100 wurde in folgenden Elementen verändert:

a) Die Bedienungsräder für die Abstimmung und Lautstärkeregelung und der Wellenschalterknebel wurden vergrößert, um eine bessere Bedienbarkeit zu gewährleisten.

b) Die Skalenabdeckblende wurde vergrößert, da das Gerät eine größere Skala enthält.

c) Der Drehkondensator wurde in Gummi gelagert, um die durch den größeren Lautsprecher stärker wirkende akustische Rückkopplung zu verringern.

d) Die Batteriehalterungen und Anschlußbuchsen für Schaltuhr, Ohrhörer und Tonabnehmer entfallen.

Das Gehäuse des Gerätes besteht aus einem mit Kunstleder kaschierten Holzrahmen mit abschraubbarer Rückwand. Die Frontseite des Gehäuses wird durch einen Polystyroleinsatz gebildet, der gleichzeitig die Zierelemente enthält. Die Befestigung der Platine erfolgt an diesem Einsatz ähnlich wie beim T 100. Zum Ausgleich der Fertigungstoleranzen des Holzgehäuses sind die Bedienungselemente mit einer verschiebbaren Polystyrolwanne abgedeckt. Bemerkenswert einfach ist die Konstruktion der Batteriehalterung. Die vier Monozellen werden von einem Papprohr ge-



Bild 1: Der Reiseempfänger R 100

halten, welches von einer Spiralfeder zwischen die Kontakte gedrückt wird. Das Lösen der zwei Rückwandschrauben zum Batteriewechsel ist zumutbar, da die durchschnittliche Lebensdauer eines Satzes $^{1}/_{4}$ Jahr überschreitet. Die Platine ist zusätzlich durch eine Pappabdeckung geschützt, um Beschädigungen beim Batteriewechsel zu vermeiden.

Technische Daten

Die technischen Daten entsprechen weitgehend denen des T 100. Neben der extrem langen Lebensdauer der Batterien ist besonders der angenehme Klang des Gerätes bemerkenswert. Der sehr breitbandige Ovallautsprecher verleiht dem Gerät, unterstützt durch die große ZF-Bandbreite des Gerätes, die Eigenschaften eines guten Zweitempfängers. Die Ausgangsleistung von 150 mW ist ausreichend für alle Empfangsorte mit normalem Geräuschpegel. Die Gehäuseabmessungen betragen 280 × 80 × 170 mm.

Zusatzbox TZ 10

Zur erweiterten Anwendung des Taschenempfängers T 100 und seiner Nachfolgetypen wurde die Schaltuhrbox TZ 10 geschaffen. Da die Qualität der Tonwiedergabe mit dem Lautsprecher des Gerätes befriedigend ist, wurde der Zusatzbox eine andere Funktion zugeordnet, als es bisher üblich war.
Um den Empfänger T 100 wirtschaftlich als Zweitgerät betreiben zu können, enthält die Zusatzbox, ein Netzteil zur Stromversorgung des Gerätes. Die eingebaute Schaltuhr ermöglicht es, das Gerät zum Wecken oder zum Vorwählen eines bestimmten Programms zu verwenden.

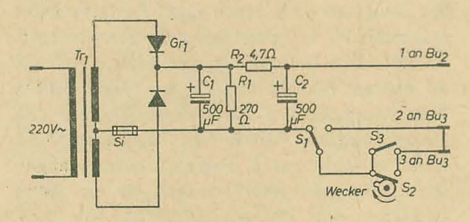


Bild 2: Schaltbild des Netzteils der TZ 10

Funktionsbeschreibung

Netzteil

Durch Einführen des Gerätesteckers in die Buchse der Box werden durch einen mechanischen Umschalter S_1 die Batterien des Gerätes abgeschaltet. Gleichzeitig wird die Stromversorgung des Gerätes vom Netzteil übernommen. Die Spannungszuführung zum Gerät T 100 erfolgt dabei durch an der Box montierte Steckerstifte.
Der Netztransformator ist kurzschlußsicher nach VDE 0550 ausgeführt, da der niedrige Kurzschlußstrom von etwa 50 mA die Verwendung einer Schmelzsicherung im Primärkreis nicht gestattet.
Die Gleichspannung wird in einer Zweiwegschaltung gewonnen, um den Innenwiderstand niedrig zu halten. Der Belastungswiderstand von 270 Ω (R_1) begrenzt den Spannungsanstieg bei schwacher Belastung. Diese Maßnahmen sind erforderlich, da die Stromentnahme durch den Gegentakt-B-Verstärker des T 100 zwischen 13 und 60 mA schwankt. Auf eine Netzdrossel konnte verzichtet werden, da die Schallabstrahlung des 100-Hz-Tones durch das Gerät äußerst gering ist. Die Siebung wurde so ausgelegt, daß eine hörbare Brummmodulation mit Sicherheit vermieden wird. Die Sicherung im Sekundärkreis dient zum Schutz des Gleichrichters.

Technische Daten

Netzspannung: 220 V ~
Aufgenommene Leistung
ohne Belastung < 1,5 W
mit Belastung etwa 2,0 W
Ausgangsspannung bei 30 mA
Belastung: etwa 6 V
Ausgangsstrom: max. 60 mA
Sicherung: G-Schmelzeinsatz
0,1 A TGL 0-41 571 Bl. 2
Brummspannung bei 30 mA
Belastung: < 300 mV
Innenwiderstand: < 30 Ω
Gleichrichter: M 20/ 7,5—0,08
Schaltuhr:
Weckersystem 6603
VEB Uhrenwerk „Kl. Gottwald" Ruhla
Schaltgenauigkeit: ± 5 Min.
Einschaltdauer: 20 ··· 90 Min.
Abmessungen in mm: etwa 240 × 110 × 60
Gewicht: etwa 0,6 kp

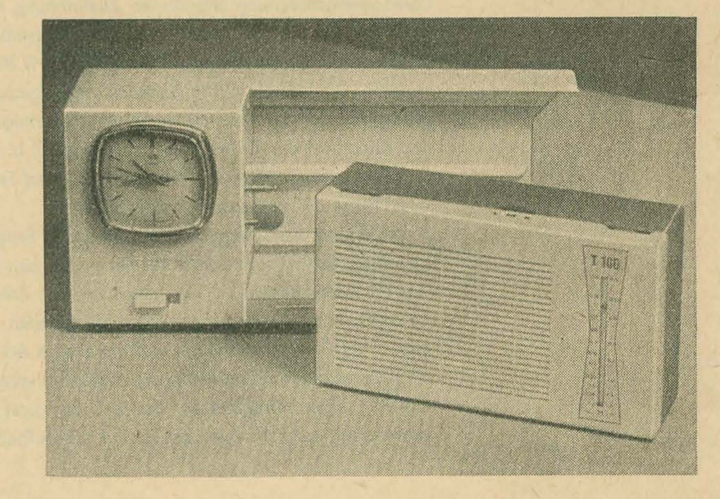


Bild 3: Schaltuhrbox TZ 10

Schaltuhr

Als Schaltuhr wird das Weckersystem 6603 vom VEB Uhrenwerk Clement Gottwald in Ruhla verwendet. Durch den Entfall der Weckmechanik wurde Platz für einen einfachen Schaltkontakt S_2 gewonnen. Dieser wird über den normalen Wecker-Auslösenocken geschlossen und öffnet sich nach ungefähr 30 Minuten wieder. Durch den an der Frontseite des Gerätes befindlichen Schalter S_3 kann der Weckerkontakt überbrückt werden. (Dauerbetrieb — Wecken.) Wie beim mechanischen Wecker ist ein Schaltvorgang in zwölf Stunden möglich. Nach Abziehen des Gerätesteckers ist die Schaltfunktion des Gerätes auch mit den Batterien des T 100 gewährleistet (Campingbetrieb).

Konstruktive Gestaltung

Das Gehäuse der Box ist aus Polystyrol gespritzt. Die Gleitflächen für den Rundfunkempfänger werden 1 mm stark elektrostatisch beflockt, um ein Zerkratzen des Gehäuses zu vermeiden.
Alle elektrischen Bauteile des Stromversorgungskreises sind auf einer Hartpapierplatte zusammengefaßt, die mit einer Feder im Gehäuse einrastet. Da auch die Rückwand nach Lösen der Stellschrauben für die Uhr mit einem Schraubenzieher einfach abgehoben werden kann, ist der Service außerordentlich bequem. Die bei Weckeruhren übliche +/— Korrektur der Ganggenauigkeit kann nach Öffnen der Rückwand vorgenommen werden.
Die Form des Gehäuses wurde so gewählt, daß sich mit dem Gerät T 100 eine harmonische Einheit ergibt. Der Farbton entspricht dem der Frontplatte des Rundfunkempfängers.
Die Zusatzbox TZ 10 ermöglicht somit den Besitzern eines Taschenempfängers T 100 einen wirtschaftlichen Betrieb des Gerätes im Heim, besonders während der Wintermonate. Es ist jedoch zu beachten, daß die Batterien bei monatelangem Betrieb des T 100 mit dem Netzteil aus dem Gerät entfernt werden müssen. Der nach längerer Betriebs- oder Lagerzeit auftretende Elektrolyt kann empfindliche Bauteile des Taschenempfängers zerstören.
Besonders beliebt ist auch die zuverlässige Weckautomatik der Zusatzbox, wer möchte sich nicht lieber von flotter Musik als von schrillem Gerassel wecken lassen!

Der Einsatz von Halbleitern im VHF-Tuner

KLAUS K. STRENG

Seit dem Erscheinen von UKW-Transistoren auf dem Weltmarkt werden diese Transistoren auch in Rundfunk-, seltener in Fernsehempfängern verwendet. Im allgemeinen benutzt man sie in ortsveränderlichen Empfängern, so u. a. in Reiseempfängern, Autoradios und schnurlosen Empfängern. Mit dem Fortschritt der Halbleitertechnik fällt das entscheidende Argument gegen den Transistor im VHF-Gerät (schlechtes Signal/Rauschverhältnis) fort, während die Vorteile, kleinerer, kompakter Aufbau, geringere „Aufheizung" des Tuners und damit größere Frequenzstabilität usw., immer mehr zur Geltung kommen.

Die transistorisierte Vorstufe

Die Vorstufe wird meist in Basisschaltung betrieben, da hier der Transistor eine größere Grenzfrequenz aufweist. Alle Hörrundfunktuner für das Band II arbeiten mit einer Basisvorstufe, außerdem fast alle transistorisierten Fernsehempfängertuner [1]. Bild 1 zeigt die Schaltung der VHF-Vorstufe des im Jahre 1958 entwickelten sowjetischen Fernsehempfängers Sputnik [2] und Bild 2 eine Band-II-Schaltung mit dem Transistor OC 615 [3].

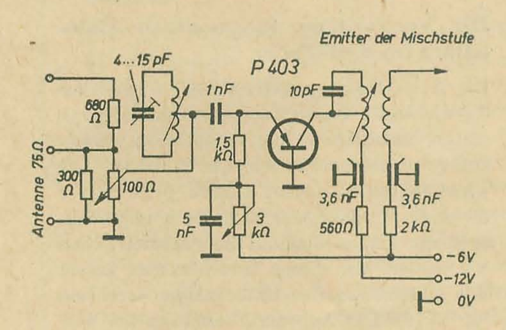


Bild 1: VHF-Vorstufe im sowjetischen Fernsehempfänger „Sputnik"

Eine der selteneren VHF-Verstärkerstufen in Emitterschaltung ist im Bild 3 dargestellt [9]. Als Begründung wird angeführt, daß in Emitterschaltung der Eingangswiderstand sich weniger mit der Frequenz ändert, als in Basisschaltung. Bei Fernsehtunern, die einen großen Frequenzbereich (42 ··· 230 MHz) überstreichen sollen, ist dieses Argument wichtig. Allerdings setzt die Emitterschaltung Transistoren mit sehr hoher Grenzfrequenz voraus.

Bild 3: VHF-Vorstufe in Emitterschaltung von Motorola (USA)

Bedingt durch den niederohmigen Eingangswiderstand der Basisschaltung erfolgt im Eingangsübertrager meist eine leichte Abwärtstransformation. Ähnlich wie in der röhrenbestückten Vorstufe wird im Band II auch hier der Eingangsübertrager sekundärseitig auf Bandmitte — etwa 94 MHz — abgestimmt.

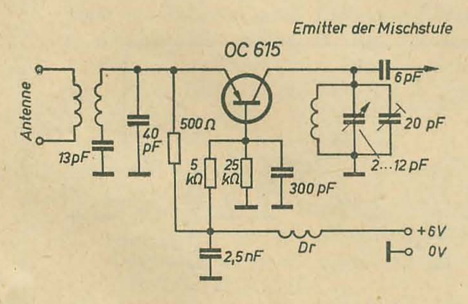


Bild 2: VHF-Vorstufe mit dem Transistor OC 615

Im Gegensatz zur Röhre darf man beim Transistor in der VHF-Vorstufe nicht mit reellen Größen rechnen, vielmehr muß von den komplexen HF-Kennwerten des Transistors ausgegangen werden.

Wenn man die allgemein gültigen Gesichtspunkte bei VHF-Schaltungen berücksichtigt, ist die Basisvorstufe unkritisch. Im Gegensatz zur Emitterstufe bedarf sie keiner Neutralisation; sogar bei der Wahl geeigneter Transistoren auch nicht im UHF-Bereich. Problematisch ist allenfalls die im Fernsehempfänger geforderte Regelung. Durch Verändern der Basisvorspannung wird ein Regelverhältnis von 25 ··· 40 dB bei einem Stehwellenverhältnis am Eingang von ≦3 erreicht [1].

Die Mischstufe

Der Vorstufe folgt die Mischstufe. Hier sind — analog zu den röhrenbestückten Schaltungen — zwei Möglichkeiten denkbar: Mischer mit Fremdoszillator und selbstschwingende Mischstufe. Hauptsächlich auf Grund wirtschaftlicher Erwägungen hat sich im Hörrundfunkempfänger die letztgenannte Möglichkeit durchgesetzt. Bild 4 zeigt die Schaltung einer selbstschwingenden Mischstufe von Graetz mit dem Transistor AF 115. Auch hier wird die Basisschaltung verwendet. Eine kleine Kapazität von 3 pF zwischen Emitter- und Kollektorkreis dient zur Rückdrehung der Steilheitsphase [3]. Die Eingangsfrequenz wird dem Emitter über eine Kapazität von 4 pF zugeführt.

Bild 5 zeigt ein Beispiel für eine Mischstufe mit getrenntem Oszillator [1]. Die Anzapfung des Oszillatorschwingkreises erfolgt hier kapazitiv, die Wirkung ist die gleiche wie bei der induktiven Anzapfung im Bild 4. Sie soll die Frequenzabhängigkeit des Oszillators gegenüber Betriebsspannungsschwankungen vermindern. Die Zuführung der Oszillatorspannung zur Mischstufe erfolgt über einen Saugkreis, dessen Resonanzfrequenz bei der höchsten Oszillatorfrequenz liegt. Dadurch wird bei dieser Frequenz die Kopplung fester, d. h. die Oszillatorspannung an der Mischstufe größer.

Als weitere Besonderheit ist zu bemerken, daß die Mischstufe in Emitterschaltung arbeitet. Weitere Dimensionierungsangaben sind aus dem Bild klar ersichtlich.

Erreichte technische Daten

Mit Transistoren bestückte VHF-Tuner erreichen nahezu die gleichen Daten wie die üblichen röhrenbestückten Typen in unseren Heimempfängern. Für den im Bild 6 gezeigten Band-II-Tuner werden von Telefunken folgende Daten angegeben [4]:

Zusatzrauschzahl 9 ··· 11
Leistungsverstärkung etwa 300

Beim Absinken der Speisespannung auf 4 V geht die Leistungsverstärkung auf den 0,28-fachen Wert zurück, die Verstimmung des Oszillators liegt bei etwa —300 kHz.

Für einen Fernsehtuner mit fremderregtem Mischer mit 3 × AF 102 gibt Valvo [1] folgende Werte an:

Zusatzrauschzahl	im Kanal 2	3 ··· 4
	im Kanal 11	5 ··· 9
Leistungsverstärkung		250 ··· 500

Bei Absinken der Batteriespannung von 9 V auf 6 V beträgt die Oszillatorverstimmung —70 ··· —120 kHz.

Eine Betriebsspannung von 6 V ist im allgemeinen ungünstiger, da hier weniger Spannung für die Stabilisierung der Transistoren verwendet werden kann, als bei etwa 9 V Betriebsspannung.

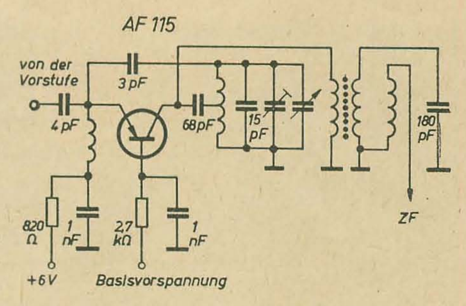


Bild 4: Selbstschwingende Mischstufe von Graetz

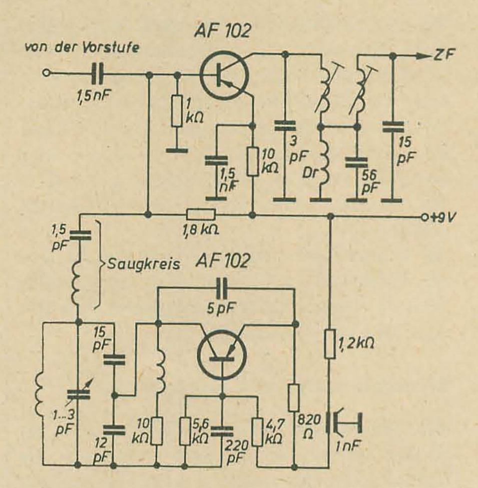


Bild 5: Mischstufe mit getrenntem Oszillator von Valvo

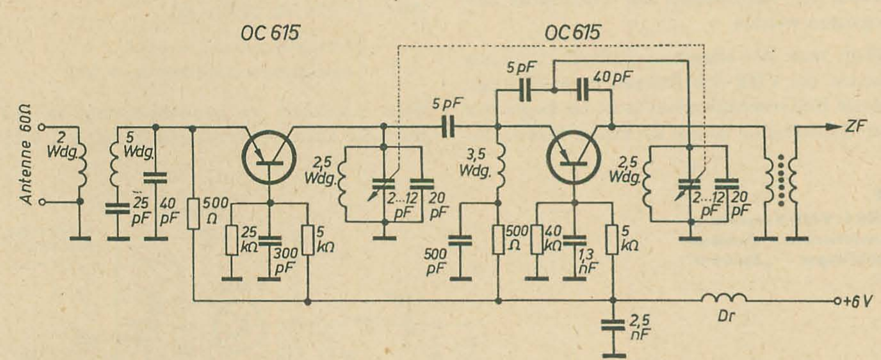


Bild 6: Band-II-Tuner (CCIR) von Telefunken

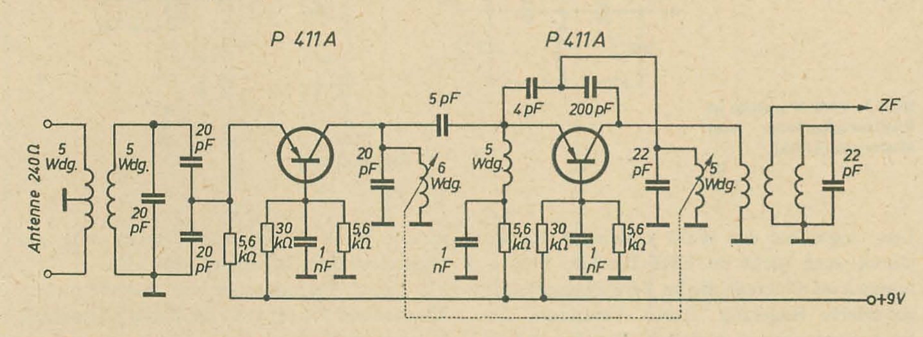


Bild 7: UKW-Hörrundfunk-Tuner (OIRT) aus dem sowjetischen Empfänger „Ausma"

Günstig beim Einsatz von Transistoren im VHF-Oszillator wirkt sich der Umstand aus, daß das „Einlaufen" der Röhre während der Anheizzeit — Änderung der Röhrenkapazitäten, besonders der Eingangskapazität — beim Transistor entfällt. Demgegenüber steht die thermische Empfindlichkeit des Transistors. Bei einem transistorbestückten Industriegerät, welches rauhen Klimabedingungen ausgesetzt wurde, konnte keine sonderlich große Oszillatordrift während des Betriebes festgestellt werden. Das Verhalten des Gerätes ähnelt hier dem seiner röhrenbestückten Paralleltypen.

Nach einer Einlaufzeit von etwa zehn Minuten mußte das Gerät im VHF-Bereich leicht nachgestimmt werden. Die Oszillatordrift lag innerhalb eines Senderkanals. Als Ursache für die Frequenzdrift wird die allgemeine Erwärmung des Gerätes während des Betriebes vermutet. Diese wirkt sich bekanntlich auf alle frequenzbestimmenden Bauelemente einschließlich Transistor aus und kann nur zum Teil kompensiert werden. Die Tatsache, daß die erwähnte Drift bei Umgebungstemperaturen unter dem Taupunkt etwas stärker war, als bei hohen Umgebungstemperaturen (+30 °C), fügt sich gut in diese Theorie ein.

Einer der Hauptvorteile der Transistorbestückung gegenüber der Röhrenbestückung ist die wesentlich kleinere Oszillator-Spannung, die an der Mischstufe steht (einige hundert Millivolt gegenüber etwa 30 V). Dadurch wird die Gefahr der Störstrahlung bedeutend herabgesetzt, wenn auch andererseits der Rückwirkungsleitwert der Vorstufe beim Transistor größer ist als bei der Röhre.

Die Praxis bestätigt, daß transistorbestückte VHF-Empfänger praktisch das gleiche leisten, wie röhrenbestückte.

Bild 7 zeigt das Schaltbild des VHF-Tuners aus dem neueren sowjetischen Empfänger „Ausma" mit ausführlichen Werteangaben [5]. Beim Vergleich der Bilder 6 und 7 ist auch bei den transistorisierten Tunern der Trend zu internationalen Standardschaltungen deutlich sichtbar.

Es ist nicht durch die technischen Daten des VHF-Tuners bedingt, daß sich bisher auch in hochindustrialisierten Staaten mit führender Halbleiterindustrie die Transistorbestückung im Fernsehempfänger nicht generell durchsetzen konnte. Dies beweisen die Daten der in der UdSSR, den USA, Japan und anderswo hergestellten Laborgeräte. (Interessieren dürfte, daß in der ČSSR ein volltransistorisierter Fernsehempfänger bis zur Produktionsreife entwickelt ist.)

In diesem Zusammenhang sollen auch die transistorisierten Antennenverstärker erwähnt werden, die in einigen Ländern Eingang in die Praxis gefunden haben. Ihre Schaltung bietet gegenüber der der Tuner keine prinzipiellen Besonderheiten. Ein oder mehrere Transistorstufen in Basisschaltung verstärken die Antennenenergie und leiten sie zum Empfänger weiter. Bild 8 zeigt die Schaltung eines sowjetischen Antennenverstärkers für Fernsehempfangszwecke mit Transistoren.

Die Verwendung von anderen Halbleitern im VHF-Tuner

Die Transistorisierung der Tuner ist zweifellos die wichtigste Verwendung von Halbleitern in diesem Baustein. In der Perspektive werden andere Halbleiterbauelemente ebenfalls eine wichtige Rolle spielen. Hierzu gehören vor allem die Tunnel- oder Esakidiode und eventuell die Kapazitätsdiode im parametrischen Verstärker. Mit diesen Bauelementen lassen sich äußerst niedrige Rauschzahlen erreichen [6] [7] [8]. Der Aufwand, besonders bei Verwendung von Tunneldioden, ist sehr gering. Hier stört vor allem noch, daß die Tunneldioden nur innerhalb einer sehr eng tolerierten Speisespannung und nur bei kleinen Eingangspegeln einwandfrei arbeiten. Bild 9 zeigt die Schaltung eines VHF-Tuners für das Band II mit Tunneldioden [8] und Bild 10 Labormuster der ersten Tunneldioden aus unserer volkseigenen Industrie.

Mit dem Tuner im Bild 9 wurden erreicht:

Leistungsverstärkung 5000
Zusatzrauschzahl 2,5

Die Bandbreite betrug etwa 500 kHz. Durch Ersatz der Mischdiode im Bild 9 durch eine weitere Tunneldiodenschaltung stieg die Verstärkung auf 10 000 und die Zusatzrauschzahl sank auf 2. Diese Zahlen beweisen zur Genüge, welche hervorragenden Perspektiven die Tunneldiode im VHF-Tuner hat.

Im parametrischen Verstärker ist der Aufwand wesentlich größer. Vor allem die Erzeugung der Pumpfrequenz scheint z. Z. im

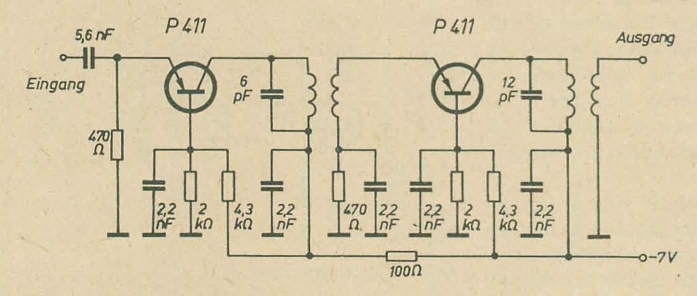


Bild 8: Sowjetischer Antennenverstärker mit den Transistoren P 411

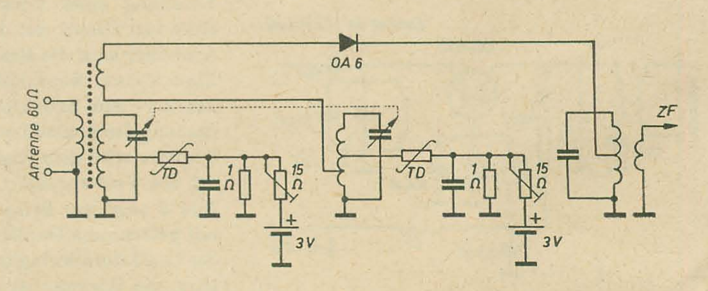


Bild 9: VHF-Tuner für Band II mit Tunneldiode

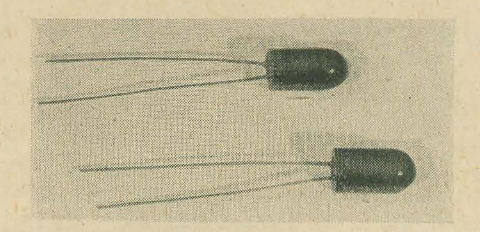


Bild 10: Labormuster von Tunneldioden aus unserer volkseigenen Industrie

Heimempfänger — gemessen an dem Ergebnis — wenig rentabel.

Eine Anwendung der „normalen" Halbleiterdiode im VHF-Tuner, die heute schon sehr verbreitet ist, liegt in der Verwendung als frequenzkorrigierendes Glied in automatischen Scharfabstimmungsschaltungen. Die Wirkung ist folgende:

Parallel zum Schwingkreis des Oszillators liegt eine in Sperrichtung vorgespannte Halbleiterdiode. Ihre Vorspannung wird — meist unter Zwischenschaltung eines Gleichspannungsverstärkers — von einem auf den Sollwert der ZF abgestimmten Diskriminator bestimmt. Die Sperrschichtkapazität einer Halbleiterdiode ändert sich nach Shockley mit

$$\frac{C_{sp,x}}{C_{sp,0}} = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{U_{sperr}}{k}}}$$

Hierin sind $C_{sp,x}$ die Sperrschichtkapazität bei der Sperrspannung x Volt, $C_{sp,0}$ die Sperrschichtkapazität bei der Vorspannung 0 V, U_{sperr} die (negative) Sperrspannung x und k eine Materialkonstante.

Bild 11 zeigt die Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Sperrspannung bei der Telefunken-Diode BA 101. Durch die Steuerung der Sperrspannung von einem Diskriminator läßt sich erreichen, daß der Oszillator in Richtung zur Verstimmung ausweicht. Es liegt ein geschlossener Regelkreis (Bild 12) mit P-Charakteristik vor, d. h. die Frequenzdrift kann nie völlig kompensiert werden. Immerhin ist die verbleibende Verstimmung

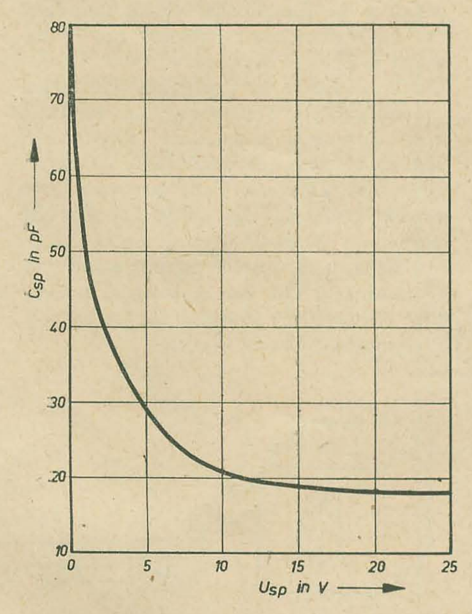


Bild 11: Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Sperrspannung bei der Silizium-Diode BA 101

der Frequenznachstimmung bei industriell ausgeführten Nachstimmschaltungen so gering, daß sie vom Laien nicht festgestellt werden kann. Bild 13 zeigt die Prinzipschaltung der automatischen Scharfabstimmung im Fernsehempfänger „Rekord" des VEB RAFENA-WERKE [10]. Als Gleichspannungsverstärker wird das Triodensystem einer ECF 82 verwendet, dessen Pentodenteil als zusätzlicher ZF-Verstärker für die Scharfabstimmung eingesetzt ist. Als Kapazitätsdiode wird die OA 626 verwendet.

Scharfabstimmungsschaltungen im VHF-Bereich werden fast ausschließlich in Fernsehempfängern verwendet, da die exakte Abstimmung von Intercarrierempfängern für den Laien schwierig ist und deshalb oft falsch durchgeführt wird. Im Hörrundfunkempfänger findet man die Scharfabstimmung kaum, einige Luxusgeräte ausgenommen. Immerhin bietet auch hier ihr Einsatz u. U. große Vorteile, besonders dann, wenn eine Nachstimmung von Hand aus dem einen oder anderen Grunde Schwierigkeiten bereitet.

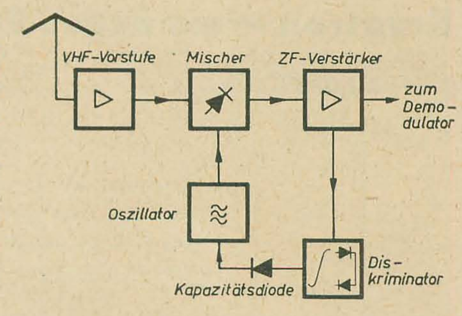


Bild 12: Blockschaltbild der Nachstimmschaltung im VHF-Empfänger

heute schon weit verbreitete Anwendung der Kapazitätsdiode im VHF-Tuner wird die automatische Scharfabstimmungsschaltung genannt und kurz ihr Prinzip erklärt.

Mit diesem Beitrag schließt die Artikelreihe über die Technik der VHF-Tuner in Empfängern. Allen Firmen, die für diese Veröffentlichung Material zur Verfügung stellten, sei an dieser Stelle herzlich gedankt.

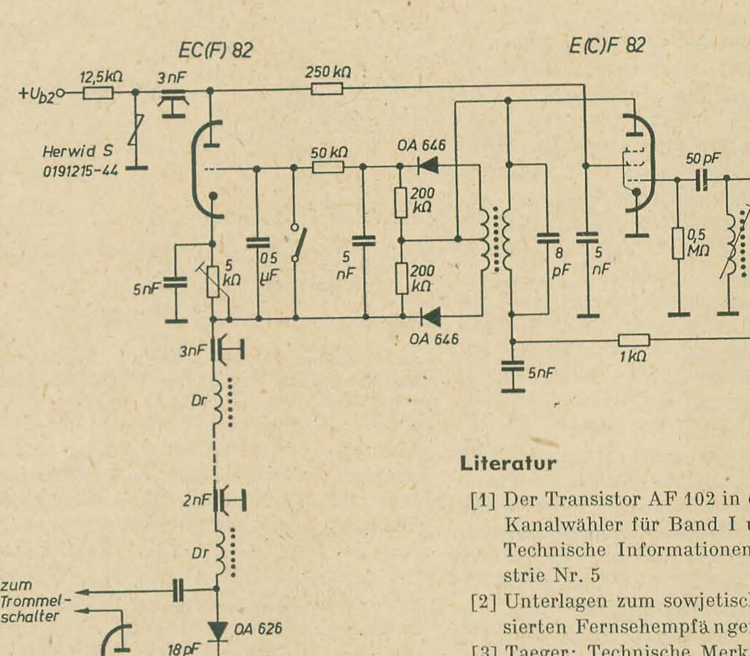


Bild 13: Vereinfachte Schaltung der automatischen Scharfabstimmung im Fernsehempfänger „Rekord" (RAFENA)

Zusammenfassung

Der derzeitige und zukünftig mögliche Einsatz von Halbleiterbauelementen in VHF-Tunern wurde beschrieben, wobei dem Transistor als VHF-Verstärker, Mischer und Oszillator besondere Bedeutung zukommt. Einige Daten von transistorisierten Tunern (Band I/III und Band II), ihre Schaltungen und Besonderheiten wurden genannt und die Verwendung von Transistoren im VHF-Antennenverstärker erwähnt, die allerdings keine technischen Besonderheiten bietet. In der Perspektive ist auch an den Einsatz von Tunneldioden und parametrischen Verstärkerelementen zu denken, wobei infolge des Aufwandes die Tunneldiode bessere Chancen bietet. Als

Literatur

[1] Der Transistor AF 102 in einem Fernseh-Kanalwähler für Band I und III; Valvo Technische Informationen für die Industrie Nr. 5

[2] Unterlagen zum sowjetischen transistorisierten Fernsehempfänger „Sputnik"

[3] Taeger: Technische Merkmale westdeutscher Transistorempfänger; radio und fernsehen 6 (1959) S. 178 bis 181

[4] Laborbuch II; Telefunken GmbH, Geschäftsbereich Röhren, Ulm/Donau 1960

[5] Masor: Rundfunkempfänger „Ausma"; Radio 7 (1962) S. 24 bis 27

[6] Maurer und Rieck: Verstärkeranwendungen der Tunneldiode; Referat auf der Fachpressetagung im Telefunken-Werk Heilbronn 1960 (unveröffentlicht)

[7] Maurer und Bomhardt: Reaktanzverstärker für das VHF- und UHF-Gebiet: Referat auf der Fachpressetagung im Telefunken-Werk Heilbronn 1960 (unveröffentlicht)

[8] Rohde: Tunneldioden als Schwingungserzeuger; Funkschau 4 (1961) S. 91 bis 93

[9] Nouveau rotacteur à transistors; l'électricité moderne Januar (1962) S. 19 und 22

[10] Fernsehgerät „Rekord" bringt moderne Schaltungstechnik; RAFENA-Informationen für den Fernseh-Kundendienst 14 (1960) S. 1 bis 12 sowie Schaltungsunterlagen zu dem genannten Gerät

Kryotron – ein neues Bauelement der Elektronik

DIETER BORKMANN

Vor einigen Jahren wurde ein neuartiges Bauelement entwickelt, das durch seine hervorragende Eignung als rauschfreier Verstärker, leistungsarmer Schalter sowie als Schalt- und Speicherelement für elektronische Rechenmaschinen große Beachtung fand. Bei diesem Bauelement, das die Bezeichnung Kryotron erhielt, wurde der Effekt der sog. Supraleitfähigkeit technisch ausgenutzt.

Die Supraleitfähigkeit

Der Supraleitfähigkeitseffekt wurde 1911 von dem Holländer Kamerlingh Onnes entdeckt. Bekanntlich ist der Widerstand von elektrischen Leitern temperaturabhängig. Er nimmt in der Regel mit sinkender Temperatur ab und müßte theoretisch im absoluten Nullpunkt (T = 273,16 °C = 0 °K) völlig verschwinden. Bei der Abkühlung von Quecksilber in flüssigem Helium (T = —269 °C) erwartete Kamerlingh Onnes, daß sich der Widerstand des Quecksilbers stetig verringern würde, um dann in der Nähe des absoluten Nullpunktes einem Grenzwert zuzustreben. Der Widerstand verschwand jedoch schlagartig bei einer Temperatur von —268,97 °C. Bei dieser Temperatur durchfloß der Strom das Quecksilber ohne jegliche Verluste. Weitere Untersuchungen zeigten, daß dieser Effekt bei einer ganzen Reihe von Metallen auftritt, so z. B. bei Blei, Zinn, Zink, Tantal, Niobium und Aluminium. Diese Eigenschaft von Leitern, bei einer bestimmten Temperatur ihren inneren Widerstand zu verlieren, bezeichnet man als Supraleitfähigkeit. Die Temperatur, bei der die Supraleitung auftritt, bezeichnet man als Sprungtemperatur (Bild 1).
Dieser Effekt kann wie folgt erklärt werden:
Gewöhnlich ist der Stromdurchgang durch einen Leiter von einer Wärmeentwicklung begleitet. Diese wird durch Zusammenstöße von Elektronen mit den in turbulenter Wärmebewegung befindlichen Atomen des Leiters hervorgerufen, wobei die Stoßenergie in Wärme umgesetzt wird (Bild 2a). Wird der Leiter jedoch stark abgekühlt, so hört bei einer bestimmten Temperatur, eben der Sprungtemperatur, diese Wärmebewegung völlig auf, und die Elektronen können ungehindert durch den Leiter hindurchfließen (Bild 2b).

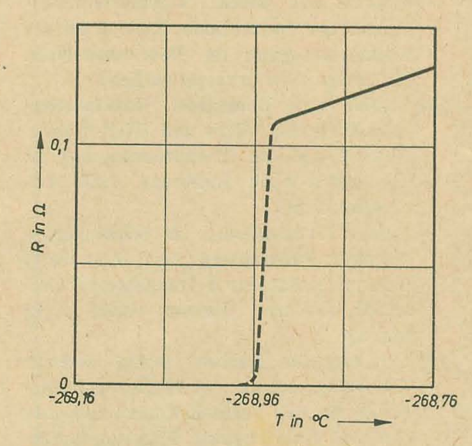


Bild 1: Supraleitung bei Quecksilber

Zur Bestätigung dieser Theorie wurde ein interessanter Versuch durchgeführt. Man brachte eine Spule aus 1000 Wdg. dünnen Bleidrahtes in flüssiges Helium, das sich im Feld eines Elektromagneten befand. Durch Abschalten des Magnetfeldes wurde in der Spule ein Strom induziert. Bei normaler Temperatur hätte sich dieser Strom sofort innerhalb des Leiters in Wärmeenergie umgesetzt. In der supraleitenden Spule jedoch blieb dieser Strom unbegrenzte Zeit erhalten,

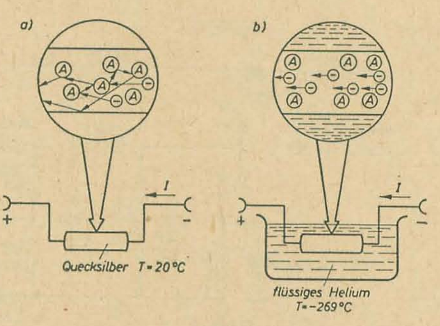


Bild 2: a) Stromdurchgang durch Quecksilber bei Raumtemperatur und b) durch Quecksilber bei —269 °C

praktisch so lange, wie sich die Spule in dem flüssigen Helium befand. Der Nachweis des Stromes erfolgte mit Hilfe einer Magnetnadel.
Im Jahre 1937 entdeckte man, daß das abgekühlte Quecksilber, in ein Magnetfeld gebracht, seine Supraleitfähigkeit verliert und sich dann wie ein gewöhnliches Metall verhält. Nach Entfernung des Magnetfeldes trat die Supraleitfähigkeit wieder auf.
Der Übergang von einem Zustand in den anderen tritt schlagartig bei außerordentlich geringfügigen Änderungen der magnetischen Feldstärke ein. Es genügt, diese um einige Gauß (bzw. Wb/m²) zu verringern oder zu erhöhen, damit sich der Strom schlagartig um ein vielfaches erhöht bzw. verringert. Diese beiden Effekte — die Supraleitfähigkeit und die Abhängigkeit dieser von der Intensität des Magnetfeldes — führten 1956 zur Entwicklung des Kryotrons.

Der Aufbau des Kryotrons

Der Aufbau des Kryotrons überrascht vor allem durch seine Einfachheit sowie die geringen Abmessungen. Es besteht lediglich aus einem dünnen, etwa 3 mm langem Tantalstift, der an seinen Enden einen Anschlußdraht besitzt und auf den eine winzige Spule aus Niobiumdraht (Durchmesser etwa 50 μm) gewickelt ist. Bild 3 zeigt den Aufbau des Kryotrons.

Anwendungsmöglichkeiten des Kryotrons

Auf Grund der Supraleitfähigkeit kann das Kryotron von einem sehr großen Strom durchflossen werden. Legt man an die Steuerspule eine kleine Spannung, so verringert sich der Stromfluß im Tantalstab unter dem Einfluß des entstehenden Magnetfeldes um ein vielfaches. Nach dem Abschalten der Steuerspannung steigt der Strom wieder schlagartig

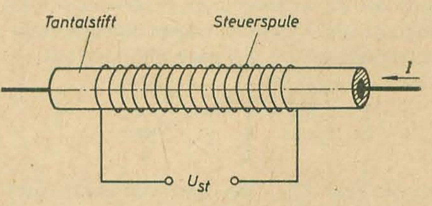


Bild 3: Schematischer Aufbau eines Kryotrons

an, d. h. mit Hilfe eines kleinen Steuerstromes kann man große Leistungen schalten.
Legt man an die Steuerspule eine Wechselspannung, so wird der Stromfluß im Rhythmus der Steuerfrequenz impulsartig unterbrochen.
Mit dem Kryotron läßt sich eine Verstärkung erreichen, die die von Elektronenröhren bei weitem übertrifft. Das ist in der Hauptsache auf zwei Faktoren zurückzuführen:
Da im Zustand der Supraleitung keine Wärmebewegung der Atome stattfindet, entfällt damit auch die Hauptquelle für das Rauschen, das die Verstärkung bei Röhren und Transistoren ja letztlich begrenzt.
Durch den Strom im Tantalstab wird bereits ein magnetisches Feld erzeugt, das Kryotron wird sozusagen magnetisch vorgespannt. Daraus ist auch ersichtlich, daß der Strom durch das Kryotron nicht unendlich groß werden kann, da das durch ihn erzeugte Magnetfeld unterhalb der sog. Sprunginduktion liegen muß, bei der die Supraleitung ja verschwindet. Von der Steuerspule braucht dann nur noch die Differenz bis zur Sprunginduktion aufgebracht werden.

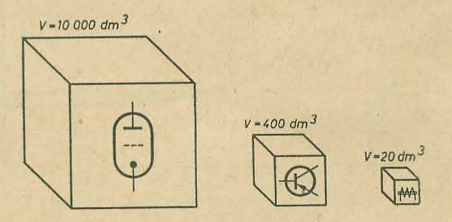


Bild 4: Größenvergleich zwischen Rechenmaschinen mit Elektronenröhren, Transistoren und Kryotrons

Der Verlauf des Ausgangsstromes ist rechteckförmig bei konstanter Amplitude. Enthält die Steuerspannung eine Information, so muß sie frequenzmoduliert sein, der verstärkte Strom enthält die Information dann in der variablen Impulsbreite.

Wie bereits angeführt, hat das Kryotron die Eigenschaft, ein zugeführtes Signal beliebig lange zu speichern oder außerordentlich hoch zu verstärken. Diese Eigenschaften sowie sein geringer Raum- und Energiebedarf machen es besonders geeignet als Schalt- und Speicherelement in elektronischen Rechenmaschinen, in denen auf möglichst geringem Raum eine große Zahl von Schalt- und Speicherelementen untergebracht werden müssen. Das Versuchsmuster einer derartigen Rechenmaschine ist bereits entwickelt worden. Eine Rechenmaschine mit 200000 Kryotrons benötigt 20 mal weniger Raum als eine analoge Maschine mit Transistoren und annähernd 500 mal weniger als eine solche mit Röhren. Bild 4 zeigt einen Größenvergleich zwischen Rechenmaschinen mit Elektronenröhren, Transistoren und Kryotrons. Eine Rechenmaschine mit 200000 Kryotrons läßt sich raummäßig im Gehäuse eines normalen Rundfunkempfängers unterbringen. Eine gewisse Schwierigkeit bei der Entwicklung derartiger Rechenmaschinen besteht lediglich darin, daß die Kryotrons in flüssigem Helium arbeiten müssen. Für diesen Zweck mußten besondere Kühleinrichtungen entwickelt werden.

Obwohl das Kryotron noch ein verhältnismäßig neues Bauelement ist, kann heute bereits mit Sicherheit gesagt werden, daß seine Anwendung in der Technik eine Reihe neuer, bis jetzt noch nicht erforschter Möglichkeiten eröffnen wird.

Literatur

[1] W. Fadin: Das Kryotron; Radio (SU) 8 (1961) S. 18 und 19

[2] Technische Gemeinschaft: Tiefe Temperaturen 9 (1962)

[3] Speiser: Digitale Rechenanlagen; Springer-Verlag 1961

[4] W. E. Proebster: Dünne Schichten als Rechenmaschinenelemente; Elektrotechnische Zeitschrift 25 (1960) S. 913 bis 920

[5] Fischer: Nachrichtentechnische Anwendungen der Supraleitung; radio und fernsehen 15 (1958) S. 488 und 489

Das Decca-Navigator-System

HORST LIESEGANG und GÜNTER SCHWARZE

Allgemeines

Das Decca-Navigator-System zählt zu den Hyperbel-Navigations-Verfahren und wurde speziell für hohe Ortungsgenauigkeit entwickelt. Es wird von der Luftfahrt auf Kurz- und Mittelstrecken benutzt. Als Gegenstück zum bereits beschriebenen Loran-Verfahren [s. radio und fernsehen 20 (1962) S. 619] beruht hier das Prinzip der Auswertung nicht auf einer Laufzeitmessung, sondern auf einer Phasenmessung. Die Standlinien sind also Hyperbeln gleicher Phasenlage.

Physikalisch reale Nullhyperbeln entstehen, wenn zwei Sender die gleiche Frequenz phasenstarr miteinander ausstrahlen. Da ein Empfänger, der räumlich zwischen diesen beiden Stationen angeordnet ist, zwei gleiche Frequenzen, die lediglich mit unterschiedlicher Phase einfallen, nicht zu trennen vermag, wäre ein solches System nicht auswertbar. Daher bedient man sich beim Decca-Verfahren virtueller Hyperbeln, indem man die beiden Sender mit verschiedenen Frequenzen strahlen läßt, deren gemeinsame Harmonische (oder Subharmonische) erst im Empfänger gebildet und zur Auswertung herangezogen wird.

Eine Decca-Kette benutzt wegen der besseren Überdeckung drei Hyperbelscharen, die von einer Hauptstation zusammen mit drei Nebenstationen erzeugt werden. Die Sekundärstrahler sind in ihren Richtungen zum Primärstrahler jeweils um 120° gegeneinander versetzt angeordnet (vgl. Bild 1). Die Basislänge ist innerhalb einer Decca-Kette etwa konstant. Sie liegt bei 120 ··· 200 km. Da die Nullhyperbeln auf der Basis einen Abstand von $\lambda/2$ zueinander haben, ergibt sich für ihre Anzahl die folgende Beziehung:

$$n = \frac{e}{\lambda/2} = \frac{2 \cdot e \cdot f}{c}$$

e = Basislänge
f = Frequenz
c = Lichtgeschwindigkeit

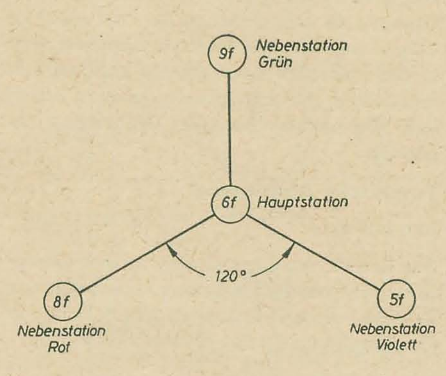


Bild 1: Frequenzplan der Feinortung

Das Verfahren ist also n-deutig, wobei diese Mehrdeutigkeit mit Frequenz und Basislänge wächst. Bei einer konstanten Genauigkeit der Phasenmessung steigt andererseits die Ortungsgenauigkeit mit kleiner werdendem Abstand der Nullhyperbeln, also mit wachsendem n. Bei der Wahl der einzelnen Frequenzen muß man sich zu einem Kompromiß zwischen Genauigkeit der Auswertung und Mehrdeutigkeit des Systems entscheiden. Als einen gewissen Ausweg sieht man neben der Feinortung noch eine Grobortung mit verminderter Mehrdeutigkeit vor.

Feinortung

Bild 1 zeigt die ausgestrahlten Frequenzen einer Decca-Kette während der Feinortung. Die Grundfrequenz f ist kennzeichnend für die jeweilige Kette und liegt bei 14 kHz. Die Nebenstationen werden nach den Farben bezeichnet, mit denen die zugehörigen Hyperbelscharen in den Navigationskarten gedruckt werden. Bei der Auswertung für die Feinortung wird im Empfänger die erste gemeinsame Vielfache von Haupt- und Nebensenderfrequenz gebildet und in der Phase verglichen. Die Werte sind bei Rot 24f, bei Grün 18f und bei Violett 30f. Für die deutsche Decca-Kette ergeben sich bei einer Grundfrequenz von f = 14,286 kHz z. B. folgende Verhältnisse:

Hyperbelschar	Anzahl der Nullhyperbeln n_F	Abstand der Nullhyperbeln auf Basis
Rot	446,46	435,5 m
Grün	357,50	583,5 m
Violett	580,27	349,5 m

Der Bereich zwischen zwei Feinortungs-Nullhyperbeln wird als Streifen bezeichnet. Man erkennt, mit welcher hohen Mehrdeutigkeit die geringe Streifenbreite, die aber hohe Meßgenauigkeit bedeutet (theoretisch im besten Fall 3,5 m), erkauft werden muß. Auf weitere Einzelheiten dieser Feinortung soll hier nicht eingegangen werden, da sie in der geschilderten Form für die Flugnavigation nicht verwendet wird. Wegen der relativ hohen Fluggeschwindigkeiten ergeben sich Nachteile, die

die hohe Ortungsgenauigkeit illusorisch werden lassen. Man begnügt sich daher mit einer abgeänderten Feinortung bei verminderter Genauigkeit, wie sie bei der Darstellung der Empfängerseite weiter unten beschrieben wird.

Grobortung

Sie dient zur Herabsetzung der Mehrdeutigkeit und soll die Auswertung erleichtern. Trotzdem kann damit noch kein absoluter Standort gewonnen werden, wenn nicht bekannt ist, bei welcher Grobortungs-Nullhyperbel man sich befindet. Diese Information muß also durch andere Mittel beschafft werden.

Als Vergleichsfrequenz wird die erste gemeinsame Subharmonische von Primär- und Sekundärstrahlerfrequenz benutzt, die die Grundfrequenz f der Decca-Kette darstellt. Für die deutsche Kette erhält man:

Hyperbelschar	Anzahl der Nullhyperbeln n_G	Abstand der Nullhyperbeln auf Basis
Rot	18,51	10,5 km
Grün	19,86	10,5 km
Violett	19,31	10,5 km

Den Bereich zwischen zwei Grobortungs-Nullhyperbeln nennt man Zone. Bei der Hyperbelschar Rot besteht also jede Zone aus 24, bei Grün aus 18 und bei Violett aus 30 Streifen. Die Zonen werden auf den Karten mit Großbuchstaben gekennzeichnet, während die Streifen innerhalb einer Zone durchlaufend numeriert werden, und zwar bei Rot 0 ··· 23, bei Grün 30 ··· 47 und bei Violett 50 ··· 79.

Ausstrahlungszeitplan

Zur Zeit der Grobortung arbeitet die Hauptstation immer nur mit einer Nebenstation zusammen. Die beiden anderen Nebensender werden abgeschaltet. Zusätzlich zur Feinortungsfrequenz wird eine Grobortungsfrequenz abgestrahlt, die sich um den Betrag der Grundfrequenz f von ihr unterscheidet. Die Grobortung für jede Hyperbelschar dauert nur 0,5 Sekunden. Außerhalb dieser Zeiten, und zwar 58,5 Sekunden einer jeden Minute, dient die Decca-Kette nur der Feinortung. Bild 2 zeigt den Grobortungszyklus, der sich minütlich wiederholt. Die dabei für die einzelnen Hyperbelscharen benutzten Frequenzen sind im Bild 3 dargestellt. Beim Vergleich mit den Feinortungsfrequenzen (Bild 1) erkennt man, daß die Hauptstation die Frequenz 5f zuschaltet, während Nebensender Rot 9f und Nebensender Grün 8f zusätzlich ausstrahlen. Die Nebenstation Violett schaltet ihre Feinortungsfrequenz 5f ab und strahlt dafür sowohl 8f als auch 9f aus. Zur Ortung wird die Differenzfrequenz f der Haupt- und Nebensenderstrahlung im Empfänger gebildet und phasenmäßig verglichen.

Die Aussendungen sämtlicher Frequenzen werden nach Phase und Zeitpunkt von der Hauptstation bestimmt. Die Nebensender empfangen deren Ausstrahlung und synchronisieren damit ihre eigene Sendung, die phasenstarr erfolgen muß. Zur Einleitung der Grobortung sendet der Primärstrahler Signalisierungsfrequenzen aus, die bei den Sekundärstrahlern die erforderlichen Zu- oder Abschaltungen auslösen. Zur besseren Übersicht wird in der untenstehenden Tabelle eine Zusammenstellung der einzelnen Frequenzen, Zeiten und Maßnahmen für die Grobortung angegeben.

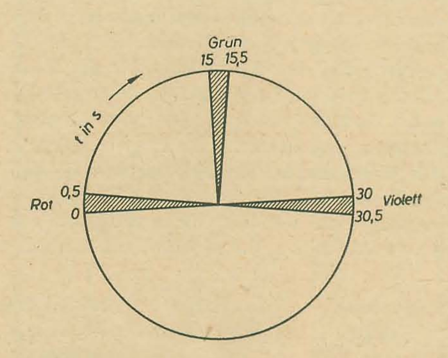


Bild 2: Grobortungszyklus

Technische Ausführung

Senderseite

Der Aufbau der Sendestationen einer Decca-Kette wird von der Forderung nach maximaler Betriebssicherheit bestimmt. Ein Schema für die Hauptstation zeigt Bild 4. Das Steuergestell enthält einen quarzgesteuerten Generator, der die Frequenz 6f mit einer Genauigkeit von $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ erzeugt, die Frequenzteiler und -vervielfacher zur Ableitung von 5f und 6f, die Quarzgeneratoren für die Signalisierungsfrequenzen, die Zeitgeberschaltung sowie Goniometer und Phasenbrücken zur Phasennachregelung. Die Steuergestelle einer Nebenstation unterscheiden sich dadurch, daß die Erzeugung der Signalisierungsfrequenzen fortfällt, während die Empfangseinrichtung für die Feinortungsfrequenz der Hauptstation und die Synchronisierschaltung hinzukommen. Auf die Darstellung und Erläuterung von Blockschaltbildern und Schaltungseinzelheiten der Haupt- und Nebensender soll hier verzichtet werden, da dies im Rahmen dieses Artikels zu weit führen würde.

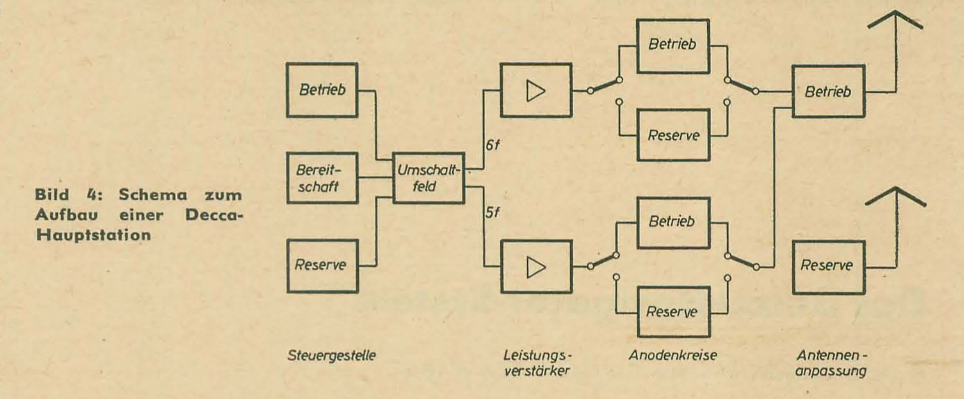


Bild 4: Schema zum Aufbau einer Decca-Hauptstation

Das Steuergestell ist in jeder Station dreifach vorhanden: je ein Gestell für Betrieb, Bereitschaft und Reserve. Sie sind vollkommen gleichartig ausgeführt und fertig abgeglichen. Das Bereitschaftsgestell dient der Überwachung und läuft ständig mit. Treten irgendwelche Störungen, insbesondere zu große Phasenablagen der Ausstrahlung, auf, dann übernimmt es automatisch den Betrieb. Diese Ablösung besorgt das Umschaltfeld, in dem sämtliche Relaiseinheiten untergebracht sind.

Die Leistungsstufen bestehen aus zwölf parallelgeschalteten Einheiten, die je 200 W liefern, so daß sich zusammen 2,4 kW ergeben. Bei Ausfall einer Einzelstufe entsteht also nur ein Leistungsverlust von 200 W. Da jeder Einschub mit einem eigenen Netzgerät versehen ist, kann der Austausch während des Betriebes vorgenommen werden.

Der Anodenkreis ist für die Fein- und Grobortungsfrequenz doppelt vorhanden (Betrieb und Reserve). Über 60-Ω-Kabel wird die aus-

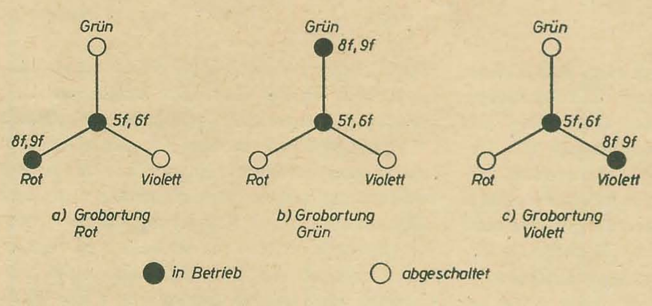


Bild 3a bis 3c: Frequenzplan der Grobortung

Hyperbelschar	Signalisierungsfrequenz s	Beginn s	Signalisierungsdauer s	Grobort.-dauer s	Hauptstation	Nebenstation	Abgeschaltet
Rot	6f — 60 Hz	0	$^1/_{12}$	0,5	5f, 6f	8f, 9f	Grün Violett
Grün	6f + 60 Hz	15	$^1/_{25}$	0,5	5f, 6f	8f, 9f	Rot Violett
Violett	6f — 60 Hz 6f + 60 Hz	30	$^1/_{12}$ $^1/_{25}$	0,5	5f, 6f	8f, 9f	Rot Grün

gekoppelte Energie dem Antennenkreis zugeführt. Die Abstimmittel zur Antennenanpassung sind wiederum zweifach vorhanden. Zur gegenseitigen Entkopplung liegen in den Leitungszweigen der Fein- und Grobortungsfrequenz Sperrkreise, die entsprechend abgestimmt sind und hohe Güten aufweisen. Die Ankopplung an die Antenne erfolgt mit einem Bandspreizkreis derart, daß diese Zusammenschaltung ein überkritisch gekoppeltes Bandfilter bildet. Die Höcker liegen bei den abzustrahlenden Frequenzen. Als Antennen werden wegen der Forderung nach Breitbandigkeit Reusen verwendet. Die Abstrahlung erfolgt vertikal polarisiert und ungerichtet. Die Sendermasten sind als selbsttragende Stahlgitterkonstruktionen von etwa 100 m Höhe ausgebildet. Zur Verbesserung der Strahlungseigenschaften besteht das Erdungssystem um den Mast aus 100 m langen Metallbändern, die sich strahlenförmig im Erdboden ausbreiten. Die Antennenspannung beträgt im Betrieb ungefähr 20 ··· 40 kV. Der Wirkungsgrad liegt zwischen 7% bei 5f und 25% bei 9f. Zur Reserve steht noch eine Hilfsantenne (T-Antenne) von etwa 30 m Höhe zur Verfügung.

Die Stromversorgung erfolgt normalerweise aus dem Überlandnetz. Zur Betriebssicherheit besitzt jedoch jede Station noch eine eigene Starkstromversorgung. Bei Netzausfall übernimmt nach 0,3 Sekunden eine Notstrombatterie über einen Umformer die Energieversorgung. Gleichzeitig wird ein Dieselaggregat eingeschaltet. Während dieser Zeit wird die Sendeleistung auf 25% (0,6 kW) vermindert. Nach zwei Minuten sind die Dieselgeneratoren hochgefahren und liefern 220 V. Sie übernehmen jetzt die Last. Der Notstrombetrieb aus der Batterie ist für bis zu 40 Minuten vorgesehen. Sämtliche Schaltvorgänge erfolgen bei modernen Stationen automatisch.

Empfänger

Empfängerseitig existieren mehrere Typen entsprechend den verschiedenen Geschwindigkeitsbereichen. Für mittlere bis hohe Fluggeschwindigkeiten ist die Ausführung Mark VII, für niedrige bis mittlere Geschwindigkeiten Mark VI und für Schiffe Mark V am gebräuchlichsten. Das Prinzip ist natürlich bei allen Typen das gleiche: Empfang, Verstärkung, Phasenvergleich, Anzeige. Der Unterschied zeigt sich in erster Linie in der verschiedenen Größe der zur Feinortung verwendeten Vielfachen der Grundfrequenz: 18f, 24f und 30f bei Mark VI bzw. 5f, 8f, 9f bei Mark VII. Damit ist bei letzterem die Zahl der Nullhyperbeln innerhalb einer Zone geringer, die Streifenbreite größer und somit die Mehrdeutigkeit geringer. Wir beschränken uns im Rahmen dieses Artikels auf den Typ Mark VII. Anhand der Blockschaltbilder (Bilder 5 und 6) sollen die Vorgänge bei Grob- und Feinortung erläutert werden.

Feinortung

Von der Antenne werden die Frequenzen 6f der Hauptstation und 5f, 8f und 9f der Nebenstationen Violett, Rot und Grün aufgenommen und anschließend verstärkt. Die Frequenz 6f synchronisiert über einen Regelkreis den Quarzoszillator, der ebenfalls mit 6f schwingt. Die Quarzfrequenz wird anschließend 6:1 geteilt und dann auf 5f, 6f, 8f und 9f vervielfacht. Die so erzeugten 6f gelangen mit der von dem Hauptsender empfangenen Frequenz 6f auf einen Phasendiskriminator, der die Regelspannung für eine Reaktanzröhre liefert.

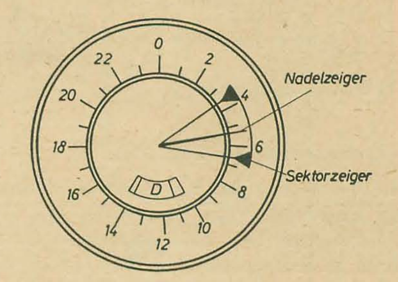


Bild 7: Decometer Rot

Diese stimmt den Quarzoszillator nach. Auf Grund seiner hohen Konstanz gewährleistet dieser auch bei sekundenlangem Ausfall der Hauptstation eine kontinuierliche Anzeige. Die im Empfänger aus 6f abgeleiteten 5f, 8f und 9f werden in Phasendiskriminatoren mit den entsprechenden Frequenzen der Nebenstationen verglichen. Von den Phasendiskriminatoren werden Gleichspannungen geliefert, die den Anzeigeinstrumenten, den sogenannten Decometern, zugeführt werden.

Grobortung

Die Grobortung wird direkt mit der Grundfrequenz durchgeführt. Wie bereits erwähnt, werden von der Hauptstation und einer Nebenstation während des betreffenden Grobortungsintervalles jeweils zwei Frequenzen (5f + 6f bzw. 8f + 9f) ausgestrahlt, die sich um den Betrag der Grundfrequenz unterscheiden. Im Empfänger wird durch Mischung aus jedem Frequenzpaar die Grundfrequenz gewonnen. Die somit entstandenen zwei Grundfrequenzen gelangen an einen weiteren Phasendiskriminator. Die Signalisierungsfrequenzen der Grobortungszeit bewirken eine Umschaltung des Diskriminatorausganges auf das entsprechende Decometer.

Für jedes Hyperbelfeld ist ein Decometer (Bild 7) vorgesehen, das zur Feinortung einen Nadelzeiger und zur Grobortung einen Sektorzeiger enthält. Der Nadelzeiger vollführt beim Überfliegen einer Zone eine Umdrehung. Eine Zone besteht entsprechend den üblicherweise verwendeten Feinortungsfrequenzen bei Rot aus 24, Grün aus 18 und Violett aus 30 Streifen. Die Skalen sind analog geteilt. Der Sektorzeiger hat die Breite eines Streifens. Ist die Anzeige richtig, liegt der Nadelzeiger im Sektorzeiger. Beim Empfänger Mark VII besteht die Zone entsprechend den Feinortungsfrequenzen aus 8, 9 bzw. 5 Streifen. Um die normalen Karten verwenden zu können, sind die Skalen wie oben geteilt. Der Sektorzeiger hat dann folglich die 3-, 2- oder 6fache Breite des Normalstreifens.

Zusätzlich ist noch ein Buchstabenstellwerk für die Zonenkennung vorhanden. Natürlich arbeitet dieses nur dann richtig, wenn zu Beginn des Fluges oder der Ortung eine Einstellung vorgenommen wurde.

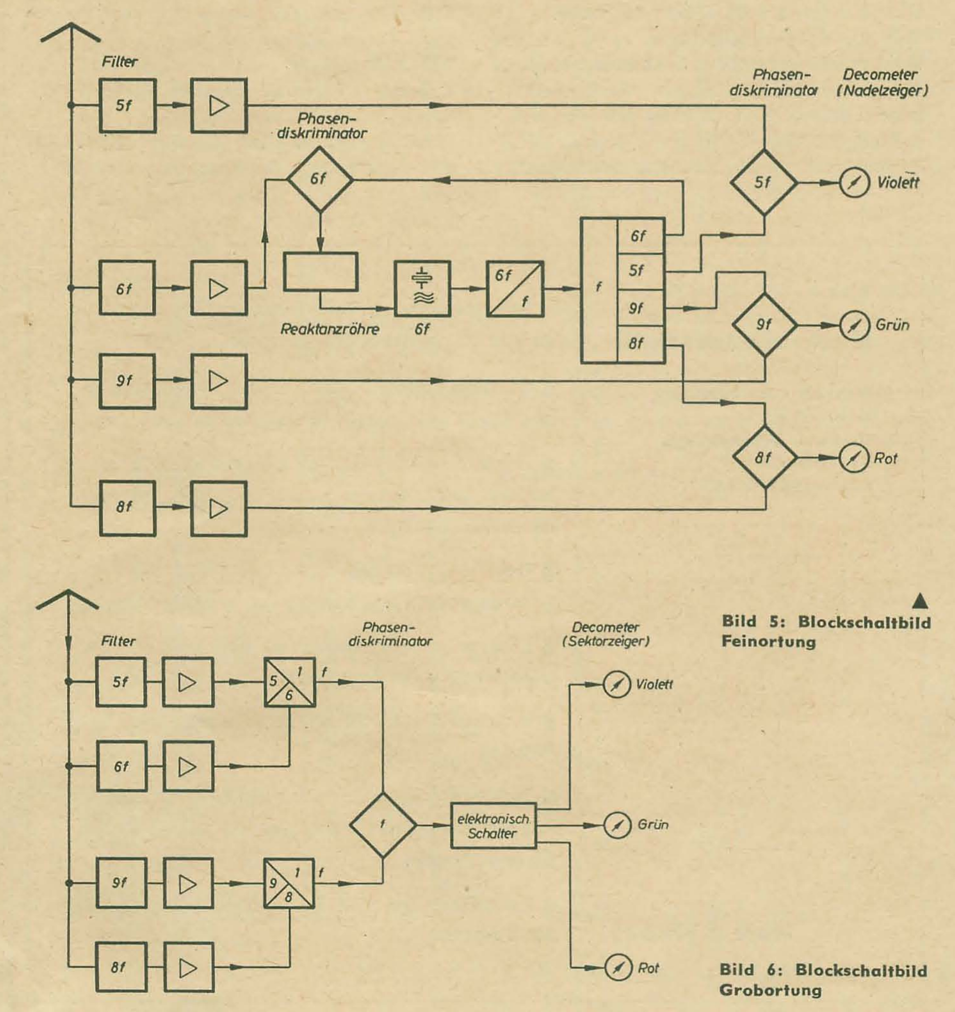


Bild 5: Blockschaltbild Feinortung

Bild 6: Blockschaltbild Grobortung

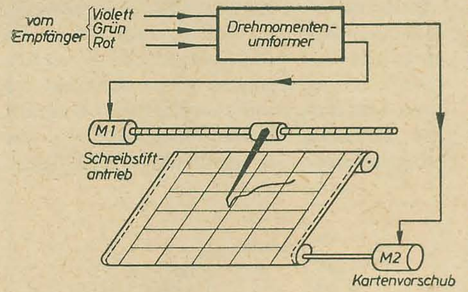


Bild 8: Flugwegschreiber

Flugwegschreiber (Flight Log)

Die Auswertung der Messungen wird durch den Flugwegschreiber erleichtert. Die Anzeigewerte der Decometer werden zu diesem Zweck in Drehmomentenumformern so verändert, daß sie einen Schreibstift steuern können. Dieser zeichnet dann auf einer entsprechenden Karte den zurückgelegten Flugweg ein. Eine schematische Darstellung gibt Bild 8. Auf einen Nachteil dieses Zusatzgerätes soll hingewiesen werden. Die Schnittwinkel der Hyperbelscharen sind im allgemeinen nicht rechtwinklig. Die Steuerung des Schreibstiftes erfolgt dagegen in rechtwinkligen Koordinaten. Deshalb müssen die Karten verzerrt gezeichnet werden, was natürlich die Anschaulichkeit vermindert. Trotzdem stellen jedoch die Flugwegschreiber eine wertvolle Hilfe für den Piloten dar, weil auf der Karte sowohl Standort als auch Entfernung vom Ausgangs- und Zielort ablesbar sind.
Der für den Piloten sichtbare Ausschnitt der Karte beträgt 250×100 mm² bei einem Kartenmaßstab von 1 : 1000000. Letzteres gilt für den Streckenflug. Für die Nahverkehrsbereiche werden Karten mit einem Maßstab von 1 : 250000 verwendet. 15 Karten, deren Länge etwa 7 m beträgt, können im Flugwegschreiber selbst gespeichert und durch Druckknöpfe gewählt werden.
Das Gewicht der Mark-VII-Empfänger beträgt 15 kp. Dazu kommen die Stromversorgung mit 10 kp und die Decometer, die bei einem Durchmesser von 7,6 cm ein Gewicht von etwa 1,3 kp haben. Das Gewicht eines Flugwegschreibers entspricht fast dem der gesamten Decca-Bordanlage, nämlich 27 kp.

Reichweite und Genauigkeit

Die Reichweite und die erzielbare Genauigkeit sind von vielen Faktoren abhängig. Einmal begrenzt das dem System zugrunde liegende Prinzip die Reichweite: Ab einer bestimmten Entfernung von den Sendern werden die Schnittwinkel der Hyperbelscharen so ungünstig, daß die navigatorische Auswertbarkeit stark eingeschränkt ist. Einen wesentlichen Einfluß haben Fehler, die mit den atmosphärischen Ausbreitungsbedingungen zusammenhängen. Wegen der verwendeten Langwellen sind sowohl atmosphärische Störungen als auch Phasenfehler, herrührend von dem Nachteffekt, der durch Reflexionen an der Ionosphäre für kräftige Raumwellenausbreitung sorgt, von Bedeutung. Außerdem können Fehler auftreten, die dadurch entstehen, daß bei der Ausarbeitung der Karten andere Ausbreitungsbedingungen zugrunde gelegt wurden. Dazu gehören Abweichungen von der angenommenen Ausbreitungsgeschwindigkeit und der geradlinigen Ausbreitung. Letzteres tritt häufig an den Übergangsstellen zwischen See und Land auf (Küstenbrechung). Weiterhin sind gerätebedingte Fehler (Ablese-, Einstellungs-, Eintragungsfehler) zu beachten. Synchronisierungsfehler sind gering; ebenfalls gering sind Störungen durch frequenzbenachbarte Strahler, da die Bandbreite des Empfängers nur ±30 Hz beträgt. Ein weiterer Fehler, der abhängig von der Flughöhe ist und von der Form der Hyperbelscharen herrührt, ist nur in kleiner Entfernung vom Sender von Bedeutung.
Die absoluten Zahlenwerte für erzielbare Reichweite und Genauigkeit schwanken z. T. etwas. Prinzipiell ist die Reichweite über See größer als über Land. Im allgemeinen wird als Reichweite sowohl tags als auch nachts ein Kreis mit einem Radius von 500 km um den Hauptsender angegeben. An der Peripherie liegen die Genauigkeiten tags bei etwa 1,5 km, nachts bei etwa 8 km, also um den Faktor 5 schlechter.

Dectra (DECca Track and RAnge)

Von den Weiterentwicklungen des Decca-Navigator-Systems, wie Mark X, Delrac und Dectra, soll hier nur letztere im Prinzip erläutert werden. Dieses System soll bei einer nutzbaren Reichweite von etwa 3000 km der Navigation über dem Nordatlantik dienen. Das Prinzip ist etwas abweichend von dem der normalen Decca-Anlagen, jedoch können von diesen wesentliche Teile verwendet werden.
Zur Erläuterung diene Bild 9. Die Aufstellungsorte der zwei Senderpaare mit je einem Hauptsender A bzw. C sind so gewählt, daß sich die beiden Mittelsenkrechten zu den Senderverbindungslinien decken. Der Abstand Hauptsender—Nebensender eines Senderpaares beträgt etwa 150 km. Mit dieser Anordnung ist eine Kursführung und eine Entfernungsmessung möglich. Das Arbeitsprinzip ist dann folgendes: Senderpaar A-B arbeitet auf der Frequenz f_1, Senderpaar C-D auf f_2. Beide Frequenzen sind Vielfache einer Grundfrequenz f (f_1 und f_2 liegen bei etwa 70 kHz). Zuerst strahlen nur die Hauptsender A und C mit f_1 bzw. f_2 und synchronisieren die Nebensender und die Bordoszillatoren. Dann strahlen B und D ebenfalls mit f_1 und f_2. An Bord wird jetzt ein Phasenvergleich zwischen den zwei Frequenzen f_1, herrührend von der Nebenstation B und herrührend vom Bordoszillator, durchgeführt. Das Analoge gilt für f_2. Diese Information dient der Kursführung.

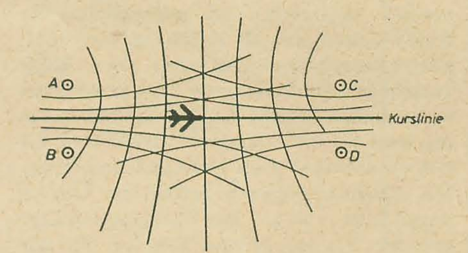


Bild 9: Hyperbelscharen bei Dectra

Zur Entfernungsmessung wird außerdem C durch A synchronisiert. Auch hier erfolgt anschließend eine Phasenmessung. Die Zahl der überflogenen Nullhyperbeln ergibt dann die zurückgelegte Entfernung. Auf der Standlinie beträgt der Abstand der Nullhyperbeln etwa 10 km.
Der Kursfehler, senkrecht zur Standlinie, ist kleiner als 10 km. Dagegen beträgt der Entfernungsfehler 15 ··· 30 km. Das entspricht einer Ungenauigkeit von weniger als 1%.

Literatur

K. Bärner: Flugsicherungstechnik I; Hanns-Reich-Verlag, München
W. E. Meyer: Moderne Funkortung; Franz-Westphal-Verlag, Wolfshagen-Scharbeutz

BAUANLEITUNG

Ein 40-W-Mischpultverstärker

SIEGMAR HENSCHEL

Der nachfolgend beschriebene Verstärker ist zur Beschallung von mittleren Sälen und kleineren Plätzen sehr gut geeignet. Durch die mischbaren Eingänge und der getrennten Höhen- und Tiefenregelung wird er vielseitig verwendbar.

Schaltung

Durch Verwendung moderner Röhren läßt sich mit kleinstmöglichstem Aufwand eine relativ große Ausgangsleistung und eine gute Eingangsempfindlichkeit erzielen.

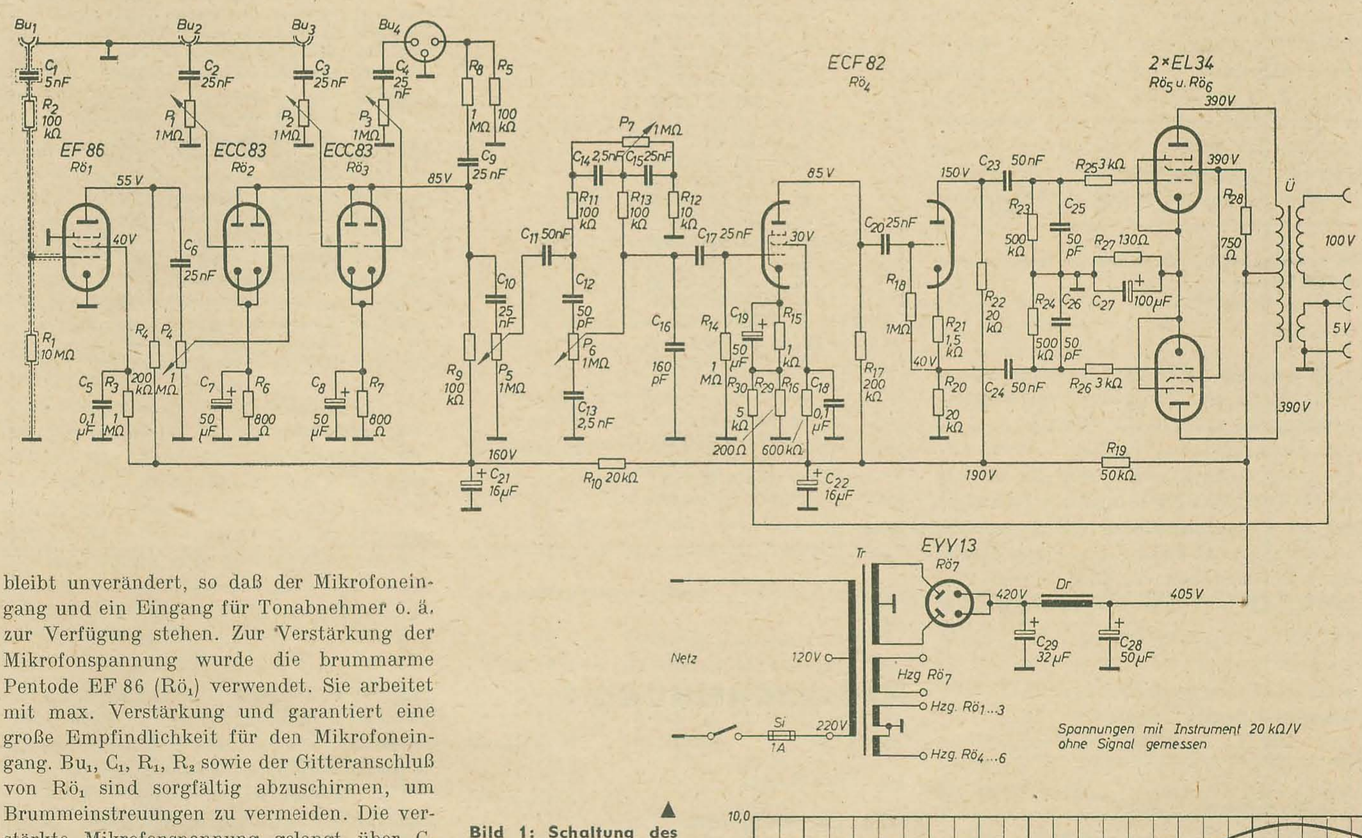
Die Eingangsspannungen der Buchsen $Bu_2 \cdots_4$ gelangen über $C_2 \cdots_4$ an $P_1 \cdots_3$, mit denen die Höhe der Eingangsspannung eingestellt werden kann. Die Schleifer der Potentiometer liegen direkt an den Steuergittern der Röhren $Rö_2$ und $Rö_3$, deren Anoden parallel geschaltet sind und auf den gemeinsamen Außenwiderstand R_1 arbeiten. Werden nur zwei mischbare Eingänge benötigt, so kann $Rö_3$ und damit Bu_3 und Bu_4, sowie P_2 und P_3 entfallen. $Rö_2$ bleibt unverändert, so daß der Mikrofoneingang und ein Eingang für Tonabnehmer o. ä. zur Verfügung stehen. Zur Verstärkung der Mikrofonspannung wurde die brummarme Pentode EF 86 ($Rö_1$) verwendet. Sie arbeitet mit max. Verstärkung und garantiert eine große Empfindlichkeit für den Mikrofoneingang. Bu_1, C_1, R_1, R_2 sowie der Gitteranschluß von $Rö_1$ sind sorgfältig abzuschirmen, um Brummeinstreuungen zu vermeiden. Die verstärkte Mikrofonspannung gelangt über C_6 und P_4 zu $Rö_2$, wo sie weiter verstärkt und mit den übrigen Eingangsspannungen gemischt wird. Bu_4 ist eine Diodenbuchse zum Anschluß eines Tonbandgerätes. Mit P_8 läßt sich die gesamte NF-Spannung regeln, ggf. kann man auf diesen Regler verzichten. Von P_5 gelangt die NF über C_{11} an das Klangregelnetzwerk, mit dem sich eine getrennte Höhen- und Tiefenregelung durchführen läßt. P_6 dient hierbei zur Regelung der Höhen, während mit P_7 die Tiefen eingestellt werden können. Der Regelumfang des Netzwerkes ist aus Bild 2 ersichtlich. Vom Regelnetzwerk wird die NF über C_{17} an das Steuergitter von $Rö_{4I}$ geführt, durch die sich etwa eine 200fache Verstärkung ergibt. $Rö_{4II}$ arbeitet in Katodynschaltung, wobei die Widerstände R_{20}, R_{22} gleichgroß sein müssen, um die in Gegentakt-AB-Betrieb arbeitenden Endröhren (R_5, $Rö_6$) symmetrisch anzusteuern. Der Ausgangstrafo besteht aus einem M 102/35-Kern mit Dyn.-Blech IV. Die Primärwicklung hat 2170 Wdg., 0,16 CuL mit Mittelanzapfung und ist sekundärseitig an einem 5-Ω-Ausgang mit 84 Wdg., 1,0 CuL sowie 590 Wdg., 0,35 CuL (100-V-Ausgang) angepaßt. Der Netzteil ist konventionell geschaltet und weist keine Besonderheiten auf. Die Heizung ist einseitig geerdet. Der Netztrafo M 102/52 hat folgende Wickeldaten:

Primärwicklung	
Netzspannung 220 V	550 Wdg. 0,5 CuL
Sekundärwicklung	
Anodenspannung	
2×390 V	2×1050 Wdg. 0,3 CuL
Heizung Gleichrichterröhre 6,3 V	17 Wdg. 1,0 CuL
Heizung Vorröhren 6,3 V	17 Wdg. 0,6 CuL
Heizung Endröhren 6,3 V	17 Wdg. 1,3 CuL

Die Wicklung der Netzdrossel mit einem Kern M 85/32 (1-mm-Luftspalt) beträgt 4000 Wdg., 0,3 CuL.

Aufbau

Den Aufbau zeigt Bild 3, während die Verdrahtung des NF-Verstärkers aus Bild 4 zu ersehen ist. Die Minusleitung wird über alle Abschirmröhrchen der Fassungen geführt und nur an $Rö_1$ mit dem Chassis verbunden. Die Heizung ist verdrillt verlegt; an $Rö_1$ und $Rö_4$ wird ein Pol mit der Minusleitung verbunden. Um eindeutige Erdverhältnisse zu erhalten, sind die Elkos isoliert montiert und die Minusanschlüsse an die Gesamtminusleitung geführt. Das Chassis besteht aus 1,5-mm-Alublech. Für



▲ **Bild 1: Schaltung des NF-Verstärkers**

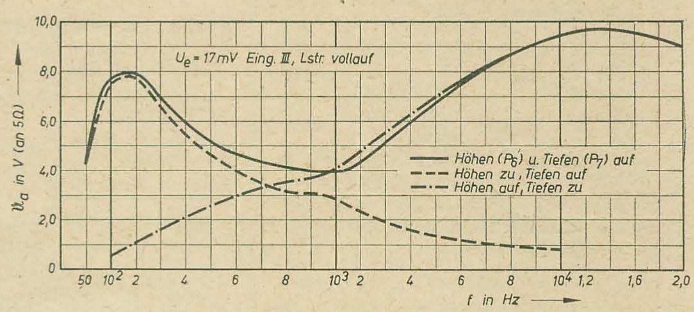


Bild 2: Frequenzgang des NF-Verstärkers

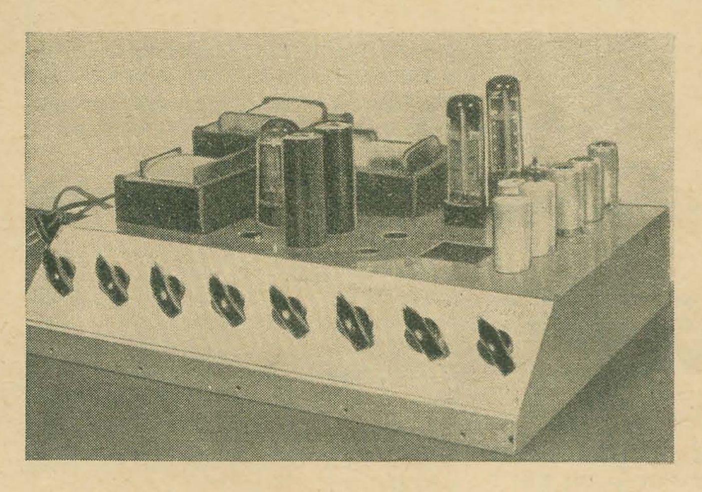


Bild 3: Gesamtansicht des Verstärkerchassis

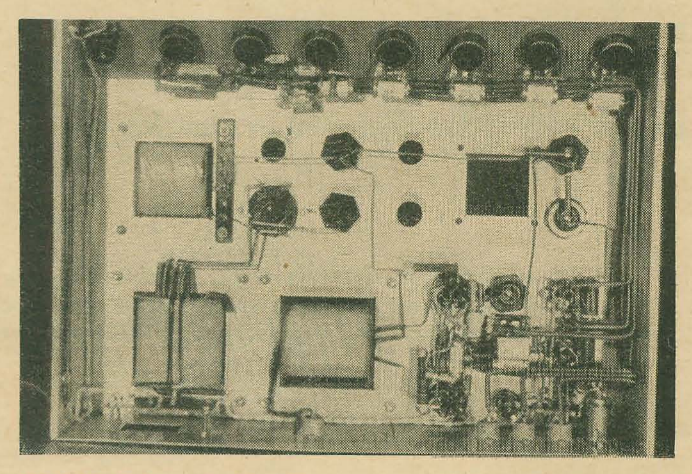


Bild 4: Verdrahtung des Verstärkers

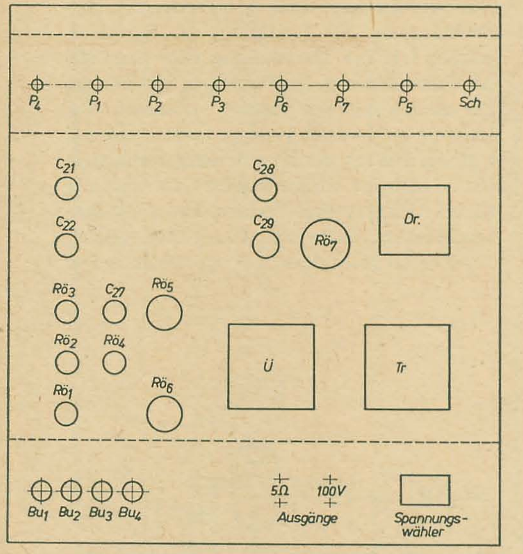


Bild 5: Lageplan für die einzelnen Bauelemente auf dem Chassis

die Anfertigung der Seitenteile wurde 5-mm-Alu verwendet. Zur Vermeidung von Brummeinstreuungen wurden die Röhren $Rö_1 \cdots _3$ unter Abschirmhauben montiert. Durch Anordnen der Fassungen unterhalb des Chassis wird die Kurzschlußgefahr zwischen Fassungsfeder und Chassis vermieden. Die Trafos sind so anzuordnen, daß keine gegenseitigen Kopplungen eintreten können. Bild 5 zeigt den Lageplan der auf dem Chassis montierten Einzelteile.

Zusammenstellung der verwendeten elektrischen Einzelteile

R_1 =	10 MΩ 0,25 W	C_1 =	5 nF	Epsilankondensator	500 V
R_2 =	100 kΩ 0,1 W	C_2 =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_3 =	1 MΩ 0,25 W	C_3 =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_4 =	200 kΩ 0,25 W	C_4 =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_5 =	100 kΩ 0,1 W	C_5 =	0,1 μF	Gewaplastkondensator	250 V
R_6 =	800 Ω 0,25 W	C_6 =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_7 =	800 Ω 0,25 W	C_7 =	50 μF	Elektrolytkondensator	6/8 V
R_8 =	1 MΩ 0,1 W	C_8 =	50 μF	Elektrolytkondensator	6/8 V
R_9 =	100 kΩ 0,5 W	C_9 =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_{10} =	20 kΩ 0,5 W	C_{10} =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_{11} =	100 kΩ 0,1 W	C_{11} =	50 nF	Epsilankondensator	250 V
R_{12} =	10 kΩ 0,1 W	C_{12} =	50 nF	Styroflexkondensator	250 V
R_{13} =	100 kΩ 0,1 W	C_{13} =	2,5 nF	Epsilankondensator	250 V
R_{14} =	1 MΩ 0,1 W	C_{14} =	2,5 nF	Epsilankondensator	250 V
R_{15} =	1 kΩ 0,25 W	C_{15} =	25 nF	Epsilankondensator	250 V
R_{16} =	600 kΩ 0,25 W	C_{16} =	160 pF	Styroflexkondensator	250 V
R_{17} =	200 kΩ 0,25 W	C_{17} =	25 nF	Epsilankondensator	250 V
R_{18} =	1 MΩ 0,1 W	C_{18} =	0 1 μF	Gewaplastkondensator	250 V
R_{19} =	50 kΩ 1 W	C_{19} =	50 μF	Elektrolytkondensator	6/8 V
R_{20} =	20 kΩ 0,5 W	C_{20} =	25 nF	Epsilankondensator	500 V
R_{21} =	1,5 kΩ 0,25 W	C_{21} =	16 μF	Elektrolytkondensator	350 V
R_{22} =	20 kΩ 0,5 W	C_{22} =	16 μF	Elektrolytkondensator	350 V
R_{23} =	500 kΩ 0,25 W	C_{23} =	50 nF	Epsilankondensator	500 V
R_{24} =	500 kΩ 0,25 W	C_{24} =	50 nF	Epsilankondensator	500 V
R_{25} =	3 kΩ 0,1 W	C_{25} =	50 pF	Styroflexkondensator	250 V
R_{26} =	3 kΩ 0,1 W	C_{26} =	50 pF	Styroflexkondensator	250 V
R_{27} =	130 Ω Draht	C_{27} =	100 μF	Elektrolytkondensator	30 V
R_{28} =	750 Ω 0,5 W	C_{28} =	50 μF	Elektrolytkondensator	500 V
R_{29} =	200 Ω 0,25 W	C_{29} =	32 μF	Elektrolytkondensator	500 V
R_{30} =	5 kΩ 0,25 W				

$Rö_1$ =	EF 86	$Rö_5$ =	EL 34
$Rö_2$ =	ECC 83	$Rö_6$ =	EL 34
$Rö_3$ =	ECC 83	$Rö_7$ =	EYY 13
$Rö_4$ =	ECF 82		

Technische Daten

Ausgangsleistung:	40 W
Klirrfaktor:	<5% bei 40 W
Ausgang I:	5 Ω
Ausgang II:	250 Ω (100 V)
Störabstand:	34 dB bei 50 mW 62 dB bei 40 W
Regelumfang:	Tiefen 23 dB Höhen 21 dB

Besonderheiten:
vier mischbare Eingänge, davon ein Eingang für Kristallmikrofon

NEUERSCHEINUNG

Ing. Fritz Henze

Atlas der Meßgeräte

114 Seiten, mit vielen Bildern, Halbleinen 15,— DM

In diesem Atlas werden etwa 60 der gebräuchlichsten elektrischen Meßinstrumente und -geräte behandelt. Der Leser wird mit den Einsatzmöglichkeiten und mit den Besonderheiten der Geräte vertraut gemacht. Zu jedem Meßgerät sind die erforderlichen Daten angegeben. Die Möglichkeiten des Einsatzes der Instrumente werden gezeigt und wie diese Instrumente richtig angeschlossen werden müssen anhand von Schaltbildern erklärt sowie die richtige Wahl derselben erläutert.

Von den Geräten werden Außen- und Innenansichten gebracht und durch eine schematische Darstellung sowie durch dazugehörige mehrfarbige Schaltpläne das Lernen erleichtert.

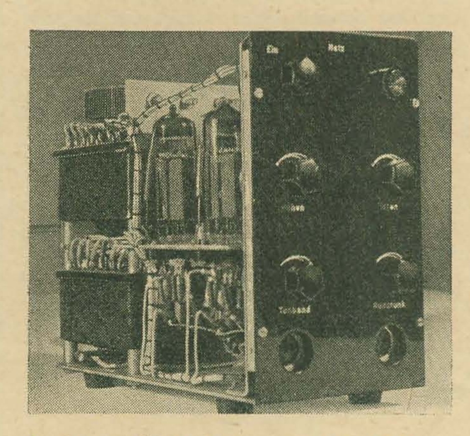
Dieser Atlas wird nicht nur für den Fachmann, sondern auch für die Berufsausbildung und für die Erwachsenenqualifizierung ein wertvolles Hilfsmittel sein. Die einfache Darstellungsweise eignet sich auch für den polytechnischen Unterricht.

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

10-W-Leistungsverstärker Typ LV 10

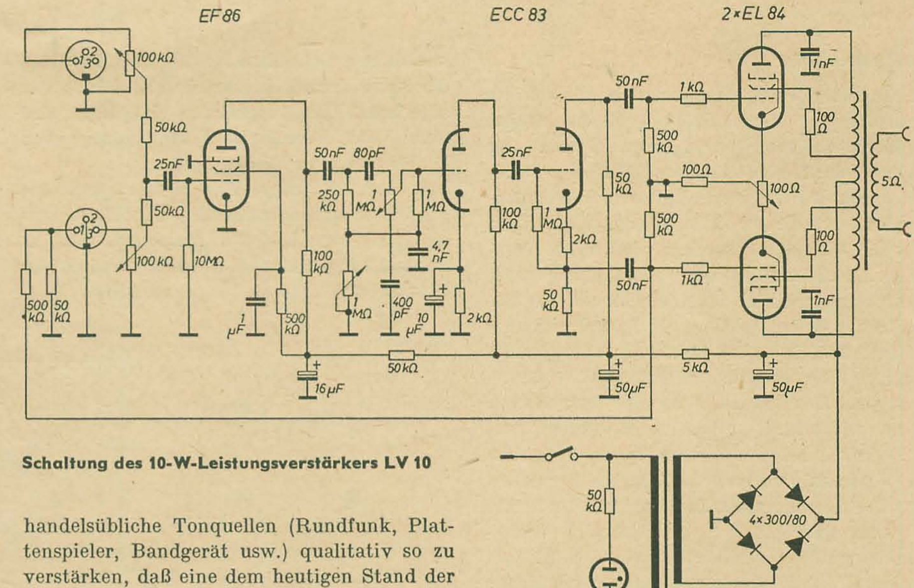
Vom Betrieb Verstärkertechnik Böthner K. G., Berlin, wurde der im folgenden beschriebene 10-W-Leistungsverstärker Typ LV 10 auf den Markt gebracht, der geeignet ist, eine wesentliche Lücke im Verstärkersortiment zu schließen.

Zunächst ist die Kleinheit und leichte Transportierbarkeit dieses neuen Verstärkers hervorzuheben (165×90×215 mm bei 5,7 kp Gewicht). Der Herstellerbetrieb spricht von einem „Aktentaschenformat“.
Weiterhin ist bemerkenswert, daß für den Verstärker die gleichen mechanischen Einzelteile verwendet werden wie für den Kleinstoszillografen „Oszi 40“, z. B. Gehäusekappe,



Ansicht des 10-W-Leistungsverstärkers LV 10

Tragegriff, Frontplatte, Grund- und Montageplatten, Bedienungsknöpfe usw. Damit ist der Beweis erbracht, daß die Standardisierung und gruppenmäßige Bearbeitung verschiedenartiger Geräte auch in kleineren Betrieben möglich ist.
Beim LV 10 handelt es sich um einen vierstufigen Gegentaktverstärker in Ultralinearschaltung nach DIN 45566, der geeignet ist,



Schaltung des 10-W-Leistungsverstärkers LV 10

handelsübliche Tonquellen (Rundfunk, Plattenspieler, Bandgerät usw.) qualitativ so zu verstärken, daß eine dem heutigen Stand der Technik entsprechende hochwertige Musik- und Sprachwiedergabe möglich ist.
Er wird zweckmäßig immer dann verwendet, wenn der Einsatz von Großverstärkern nicht rentabel ist, wie z. B. in kleineren Kultur- und Gaststätten, bei Betriebsfunk- und Rufanlagen, Musikkapellen, Schulfunk, in LPG-Kulturhäusern und in Privathaushalten, die Wert auf eine akustisch hochwertige Übertragung der vorgenannten Tonquellen legen.
Auf Wunsch wird der Verstärker mit einer Transistorvorstufe geliefert, wodurch es möglich ist, Mikrofoneinblendungen vorzunehmen.
Durch die Ausrüstung des Gerätes mit zwei Diodenbuchsen im Eingang können alle Tonquellen mit Diodenausgang über ein entsprechendes Kabel mühelos mit dem Verstärker verbunden werden.

Technische Daten

Betriebsspannung: 220 V/50 Hz
Leistungsaufnahme: 55 VA
Eingänge:
- 2×80 mV an 100 kΩ, mischbar über zwei getrennte Diodenbuchsen
- *Sonderausführung mit Transistorvorstufe*
- 1 mV an 200 Ω symmetrisch

Ausgänge:
- 10 W an 5 Ω asymmetrisch, 500 mV an 50 kΩ (Diode 7b)
- auf Wunsch: hochohmiger Ausgang bis 100 V max.

Klirrfaktor: 5% bis 10 W
Frequenzgang: 30 Hz ··· 15 kHz ± 2 dB
Tonblende:
- Höhen und Tiefen getrennt regelbar, +6 dB, —12 dB

Fremdspannungsabstand: 60 dB
Röhrenbestückung:
- ECC 83, EF 86, 2×EL 84 (Selengleichrichtung)

Zubehör:
- Netzkabel mit Schukostecker
- 1 Ausgangskabel mit Flachstecker
- 1 Diodenstecker

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 8

Die Gleichung für die Feldstärke am Innenleiter lautet

$$\mathfrak{E}_i = \frac{U}{t \cdot \ln \frac{R}{r}}$$

Bezeichnen wir das Verhältnis der Radien mit R/r = 1/x, so können wir schreiben

$$\mathfrak{E}_r = \frac{U}{R} \frac{1}{x \cdot \ln \frac{1}{x}}$$

bzw.

$$\mathfrak{E}_r = \frac{U}{R}\left(-\frac{1}{x \cdot \ln x}\right)$$

Die Funktion $\mathfrak{E}_r = f(x)$ durchläuft ein Minimum, das wir ermitteln können, wenn wir den Differentialquotienten gegen Null gehen lassen.
Dieser lautet

$$\frac{d\mathfrak{E}_r}{dx} = \frac{U}{R} \frac{1 + \ln x}{(x \cdot \ln x)^2}$$

und wird Null, wenn

$$\ln x = -1$$

ist. Daraus erhalten wir

$$x = e^{-1}$$

oder

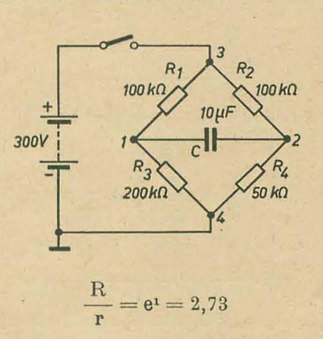
$$x = 0{,}364$$

Das gesuchte Verhältnis der Radien ist also

$$\frac{R}{r} = e^1 = 2{,}73$$

Aufgabe 9

An einer Brückenschaltung mit den Widerständen $R_1 = R_2 = 100\ k\Omega$, $R_3 = 200\ k\Omega$, $R_4 = 50\ k\Omega$ und einer Kapazität $C = 10\ \mu F$ im Querzweig liegen 300 V an. Wie groß sind der Einschaltstrom im Kondensator C beim Schließen des Schalters und die Zeitkonstante des Aufladevorganges?



Schaltungen mit Zenerdioden

Seit dem Erscheinen der ersten brauchbaren Zenerdioden wurden zahlreiche Stabilisierungsschaltungen für Gleich- und Wechselspannungen und spezielle Schaltungen entwickelt. In radio und fernsehen wurden wiederholt die Wirkungsweise sowie die theoretischen Grundlagen von Zenerdioden behandelt. Der nachfolgende Beitrag soll eine Übersicht über die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten mit Zenerdioden vermitteln.

Allgemeines

Zenerdioden werden unter anderem in solchen Schaltungen verwendet, in denen früher Glimmstabilisatoren eingesetzt waren. Der Vorteil der Zenerdioden gegenüber den Stabilisatoren ist der kleine differentielle Innenwiderstand. Dieser differentielle Widerstand ist nicht konstant, sondern wird mit steigendem Zenerstrom kleiner und ist etwa umgekehrt proportional dem Zenerstrom. Im Bereich des steilen Anstiegs des Sperrstromes genügen bereits sehr kleine Spannungsänderungen für verhältnismäßig große Stromänderungen. Hier ergibt sich ein dynamischer Innenwiderstand $r_z = \Delta u_z/\Delta i_z$ von etwa $10 \cdots 20\,\Omega$ bei den kleinen Typen und etwa $1 \cdots 2\,\Omega$ bei den großen. Demgemäß ergeben große Änderungen des Zenerstromes nur kleine Spannungsänderungen, so daß sich Zenerdioden gut zur Stabilisierung von Spannungen in der Größe der Zenerspannung eignen. Dieser Spannungsbereich kann durch die normalen Glimmstabilisatoren nicht erfaßt werden, da sie Brennspannungen haben, die um etwa eine Größenordnung höher liegen. Da sich Zenerdioden für kleine Spannungen — unter 10 V — herstellen lassen, haben sich eine große Anzahl von neuen Anwendungsmöglichkeiten ergeben.

Gleichspannungs-Stabilisierungsschaltungen

Im Bild 1 ist eine einfache Stabilisierungsschaltung dargestellt. Sie entspricht der üblichen Schaltung mit einem Glimmstabilisator, der hier durch eine Zenerdiode ersetzt wurde.

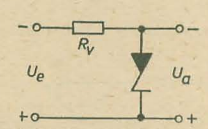


Bild 1: Einfache Stabilisierungsschaltung

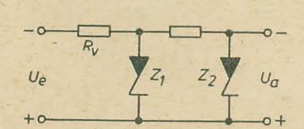


Bild 2: Zweistufige Stabilisierungsschaltung

Steigt nun die Eingangsspannung U_e, so nimmt der Strom in der Zenerdiode entsprechend zu, so daß fast die gesamte Eingangsspannungsschwankung am Vorwiderstand R_V abfällt. Die Ausgangsspannung U_a bleibt also nahezu konstant. Es muß darauf geachtet werden, daß die für die Diode zulässige Verlustleistung nicht überschritten wird. Die Güte der Stabilisierung einer solchen Schaltung, der sogenannte Glättungsfaktor dU_e/dU_a, wird durch das Verhältnis Vorwiderstand und Zenerwiderstand bestimmt.

Soll der Glättungsfaktor weiter gesteigert werden, so ist eine zweistufige Stabilisierungsschaltung nach Bild 2 anzuwenden. Der Gesamtglättungsfaktor ist dann das Produkt der Glättungsfaktoren der einzelnen Stufen.

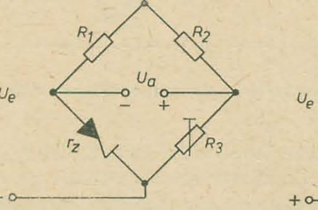


Bild 3: Stabilisierung durch Brückenschaltung

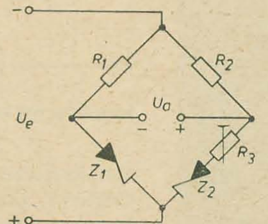


Bild 4: Stabilisierung durch Brückenschaltung für kleine Ausgangsspannungen

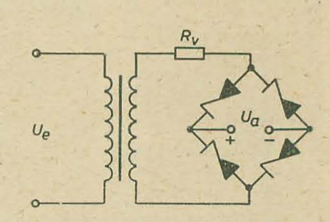


Bild 5: Graetzschaltung

Eine weitaus bessere Stabilisierung läßt sich mit der im Bild 3 dargestellten Brückenschaltung erreichen. Hierbei liegt der Verbraucher in der Brückendiagonale. Das Verhältnis R_2/R_3 muß gleich dem Verhältnis R_1/r_z sein. Für den Feinabgleich der Brücke ist R_3 veränderlich ausgeführt. Man überlagert der Eingangsgleichspannung U_e eine kleine Wechselspannung und ändert R_3 so lange, bis die Wechselspannungskomponente in der Brückendiagonale ein Minimum erreicht. Erhöht sich nun die Eingangsspannung, so steigt auch die Zenerspannung um einen bestimmten Betrag an; die Spannung an R_3 erhöht sich ebenfalls um den gleichen Betrag, so daß die Ausgangsspannung konstant bleibt. Der Zenerwiderstand nimmt, wie bereits erwähnt, mit zunehmendem Zenerstrom ab. Im wesentlichen hängt die Stabilisierungsgüte dieser Schaltung von der Krümmung der Zenerkennlinie ab. Der Generatorwiderstand hängt vor allem vom Zenerwiderstand r_z und dem Widerstand R_3 ab. Er wird um so kleiner, je niederohmiger der Brückenspannungsteiler R_2, R_3 ausgelegt wird.

Will man Gleichspannungen unter 5 V stabilisieren, so empfiehlt sich die Schaltung nach Bild 4. Diese Brückenschaltung arbeitet mit zwei Zenerdioden und ist ebenfalls mit dem veränderlichen Widerstand R_3 abzugleichen. Es ist darauf zu achten, daß man diesen Widerstand vor die Zenerdiode mit dem kleineren Zenerwiderstand legt. Die Brücke ist dabei so abzugleichen, daß die Bedingung $R_1/r_{z1} = R_2/(R_3 + r_{z2})$ erfüllt ist. Die Ausgangsspannung ist dann nahezu unabhängig von der Eingangsspannung, d. h., die Differenz der beiden Zenerspannungen liefert die stabilisierte Ausgangsspannung. Die Stabilisierungsgüte hängt weitgehend vom Unterschied der Kennlinienkrümmungen der beiden Zenerdioden ab. In dieser Schaltung beträgt der Generatorwiderstand etwa das Doppelte des Zenerwiderstandes von Z_1.

Soll eine Wechselspannung gleichgerichtet und die Ausgangsgleichspannung annähernd konstant gehalten werden, so kann eine Gleichrichterbrücke mit Zenerdioden angewendet werden (Bild 5). Die Stabilisierungsgüte hängt von der Sekundärspannung des Trafos und vom Vorwiderstand R_v ab.

Wechselspannungs-Stabilisierungsschaltungen

Legt man nach der Schaltung im Bild 6 eine aus einem Netztransformator entnommene Wechselspannung über einen Vorwiderstand an die Reihenschaltung von zwei gegensinnig gepolten Zenerdioden, so ergibt sich am Ausgang eine symmetrische trapezförmige Spannung. Beide Halbwellen werden gleichmäßig begrenzt und ihr Spitzenwert ist gleich der Summe von Fluß- und Zenerspannung. Bei schwankender Eingangsspannung wird der Spitzenwert der Ausgangsspannung annähernd konstant gehalten, jedoch ändert sich dabei auch die Steilheit der Trapezflanken. Der Nachteil dieser Schaltung besteht also darin, daß sich der Effektivwert der Ausgangsspannung ändert. Bei zunehmender Eingangsspannung können die Spannungsflanken so steil werden, bis die Trapezform nahezu in eine Rechteckform übergeht. Die Schaltung darf daher nur

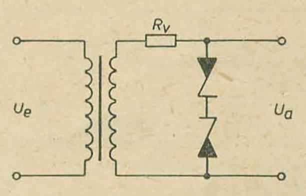


Bild 6: Schaltung zur Stabilisierung des Spitzenwertes

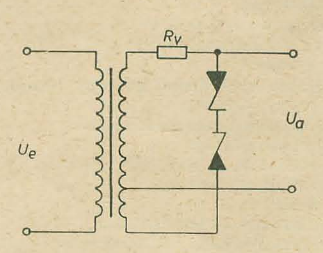


Bild 7: Schaltung zur Stabilisierung des Effektivwertes

dort angewendet werden, wo es nicht auf den Effektivwert ankommt.
Die Schaltung im Bild 7 vermeidet diesen Nachteil und liefert eine Wechselspannung mit konstantem Effektivwert. Die Ausgangsspannung wird nicht mehr parallel den beiden Zenerdioden entnommen, sondern liegt an dem Verbindungspunkt von Vorwiderstand und Zenerdiodenkette und an einem Trafoabgriff einer Kompensationswicklung. Diese Kompensationswicklung ist so auszulegen, daß durch die Zunahme der erzeugten Gegenspannung die Zunahme des Effektivwertes der an den Dioden abfallenden Trapezspannung kompensiert wird. Bei geringer Eingangsspannung besitzt die Ausgangsspannung die bereits erwähnte Trapezform. Die dabei in der Kompensationswicklung entstehende Gegenspannung ist zunächst noch vernachlässigbar klein. Tritt nun eine starke Zunahme der Eingangsspannung ein, so wird in der Kompensationswicklung eine entsprechend starke Gegenspannung erzeugt, so daß der Effektivwert der Ausgangsspannung konstant bleibt. Die Schaltung ist besonders zur Stabilisierung von Röhren-Heizspannungen in Meßgeräten geeignet.

Zenerdioden für Meßinstrumente

Schaltet man einen Spannungsmesser und eine Zenerdiode in Reihe (Bild 8), so ergibt sich in einfacher Weise eine Unterdrückung des Nullpunktes und eine Dehnung des Anzeigebereiches. Die Zenerdiode wirkt als Vergleichsspannungsquelle, d. h., unterhalb der

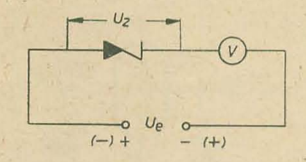


Bild 8: Grundschaltung zur Unterdrückung des Nullpunktes

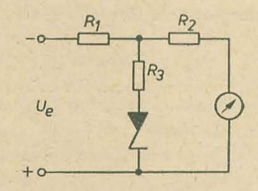


Bild 9: Überlastungsschutz-Schaltung für ein Meßinstrument

Zenerspannung zeigt das Instrument keinen Ausschlag und oberhalb der Zenerspannung wird der Wert $U_e - U_z$ angezeigt. Auf diesem oder ähnlichem Prinzip beruhen alle Zenerdiodenschaltungen, die Meßinstrumente vor Überlastung schützen oder eine Nullpunktunterdrückung erreichen.
Wie bereits erwähnt, lassen sich Zenerdioden als Überlastungsschutz für Meßinstrumente besonders vorteilhaft einsetzen. Schaltet man eine Zenerdiode parallel zu einem Meßinstrument, so kann ihr Widerstand (>10 MΩ) gegenüber dem Innenwiderstand des Instrumentes im allgemeinen vernachlässigt werden, solange die Eingangsspannung kleiner als die Zenerspannung ist. Im Bild 9 ist eine Überlastungsschutzschaltung dargestellt. Vor Erreichen der entsprechenden Zenerspannung ist die Diode so hochohmig, daß der Meßwert durch sie nicht verfälscht wird. Wird der Vollausschlag erreicht, so beginnt die Zenerdiode zu leiten und schützt das Meßwerk vor Überlastung. Auch bei versehentlich falscher Polung schützt die Zenerdiode das Meßwerk, da sie dann in Durchlaßrichtung leitend wird.
Der obere Meßbereich kann durch den Widerstand R_3 komprimiert werden. Je kleiner der Wert von R_3 ist, je enger wird der Meßbereich zusammengedrängt.

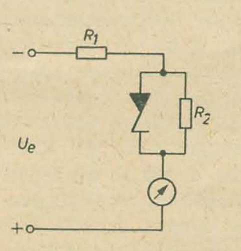


Bild 10: Anfangsbereich-Unterdrückung bei einem Meßinstrument

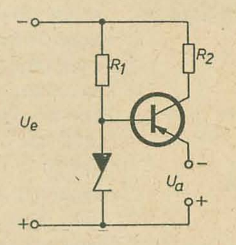


Bild 11: Einfache Stabilisierungsschaltung größerer Leistung

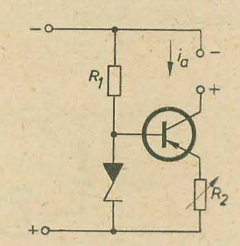


Bild 12: Konstantstromquelle

Zum Zusammendrängen des unteren Bereiches eines Meßinstrumentes verwendet man eine Schaltung nach Bild 10. Soll der Anfangsbereich des Instrumentes vollkommen unterdrückt werden, so ist der Widerstand R_2 zu entfernen; dabei fließt erst dann ein Strom durch das Instrument, wenn die Eingangsspannung U_e die Zenerspannung übersteigt. Ist nur ein Zusammendrängen des Anfangsbereiches beabsichtigt, so ist der Widerstand R_2 parallel zur Zenerdiode zu schalten. Für den Skalenmaßstab sind bei kleinen Eingangsspannungen die Widerstände $R_1 + R_2$ maßgebend, während bei großen Eingangsspannungen die Widerstände $R_1 + r_z$ den Skalenmaßstab bestimmen.

Transistorschaltungen mit Zenerdioden

Will man die Leistung einer Zenerdiodenschaltung erhöhen, so ist ein entsprechender Leistungstransistor mit seiner Basis an die von der Zenerdiode stabilisierte Spannung anzuschließen. Die Ausgangsspannung bzw. der Verbraucher liegt dann im Emitterkreis. Bild 11 zeigt eine einfache Stabilisierungsschaltung größerer Leistung. Der Widerstand R_2 im Kollektorkreis hat die Aufgabe, die Verlustleistung im Transistor zu begrenzen. Das Widerstandsverhältnis R_1/r_z bestimmt im wesentlichen die Stabilisierungsgüte. Im Bild 12 ist eine Schaltung dargestellt, die als Konstantstromquelle verwendet werden kann. Der dem Kollektorkreis entnehmbare Ausgangsstrom ist weitgehend von Schwankungen der Eingangsspannung sowie vom Verbraucherwiderstand unabhängig und läßt sich durch Verändern des Widerstandes R_2 einstellen.
Ein spannungsempfindliches Transistorrelais zeigt Bild 13. Die zu überwachende Spannung wird als Kollektorspannung einer Transistorstufe verwendet, in deren Basiskreis eine Zenerdiode liegt. Der Zenerdiode wird über den Widerstand R_1 die abgegriffene Kollektorspannung zugeführt. Erhöht sich nun die Kollektorspannung, vergrößert sich auch die über R_1 abgegriffene Spannung. Übersteigt dieser Spannungsanteil die Zenerspannung, wird die bis dahin positiv vorgespannte Basis negativ und der Transistor geöffnet. Am Widerstand R_3 fällt dann eine Spannung ab, die als Kennzeichen für das Überschreiten der Sollspannung benutzt werden kann. Bei Unterschreiten der Schalterspannung wird die Ausgangsspannung $U_a = 0$. Will man die zu überwachende Spannung nicht als Kollektorspannung benutzen, eignet sich eine Schaltung nach Bild 14 als spannungsempfindliches Relais. Die als Vergleichsgröße dienende Sollwertspannung wird aus der Kollektorspannung mit Hilfe einer Zenerdiode Z_2 hergestellt. Die Zenerdiode Z_1 bestimmt die Größe der Schwellspannung. Die eingestellte Sollwertspannung muß immer kleiner als die Zenerspannung von Z_1 sein.

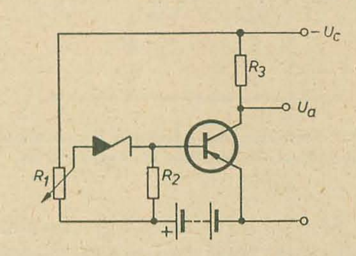


Bild 13: Spannungsempfindliches Transistorrelais

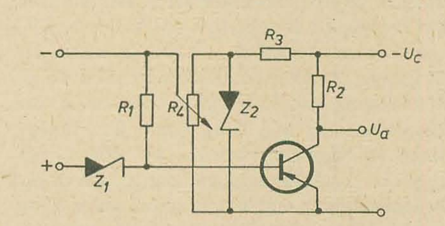


Bild 14: Spannungsempfindliches Transistorrelais mit Sollwerteinstellung

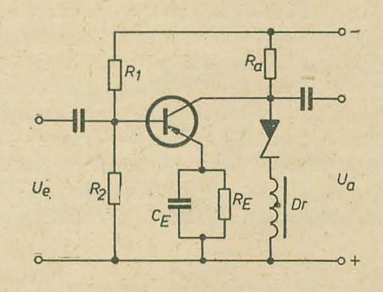


Bild 15: Arbeitspunktstabilisierung durch Zenerdiode

Zur Konstanthaltung der Kollektorspannung einer Transistorstufe kann eine Zenerdiode als Stabilisator verwendet werden (Bild 15). Hierbei dient der im Kollektorkreis liegende Außenwiderstand gleichzeitig als Vorwiderstand der Zenerdiode. Die mit der Zenerdiode in Reihe liegende Drossel soll einen Kurzschluß der Ausgangswechselspannung über die Zener-

diode verhindern, die — wie bereits erwähnt — einen geringen dynamischen Innenwiderstand besitzt. Unter zusätzlicher Mitwirkung des Emitterwiderstandes bleibt in dieser Schaltung die Kollektorspannung von Temperatur- und Speisespannungsänderungen nahezu unabhängig.

In den Bildern 16 und 17 sind Stabilisierungsschaltungen für Verbraucher mit annähernd konstanter Stromaufnahme und für größere Leistungen dargestellt. Beide Schaltungen arbeiten nach dem Prinzip der Vorwärtsrege-

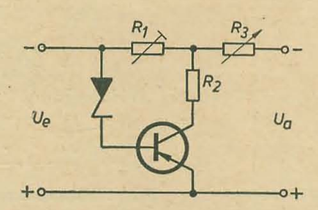


Bild 16: Stabilisierungsschaltung für annähernd konstante Last, Zenerdiode im Basiskreis

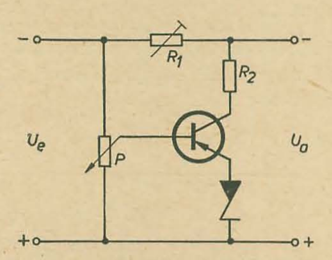


Bild 17: Stabilisierungsschaltung für annähernd konstante Last, Zenerdiode im Emitterkreis

lung. Schwankungen der Eingangsspannung werden auf die Basis des Leistungstransistors übertragen. Nimmt nun die Eingangsspannung zu, so steigt ebenfalls der Kollektorstrom des Transistors und erzeugt am Widerstand R_1 einen Spannungsabfall, der die Zunahme der Eingangsspannung ausgleicht. Im Bild 16 ist die Ausgangsspannung gleich oder kleiner der Zenerspannung und kann durch den Widerstand R_3 eingestellt werden. Im Bild 17 dagegen ist die Ausgangsspannung größer als die Zenerspannung und am Potentiometer P zu regeln. Mit wachsendem R_1 nimmt der Glättungsfaktor dU_e/dU_a zu und wird für die Schaltung nach Bild 16 unendlich für $R_1 = (r_z + r_e)/\beta$. Hierbei bedeuten r_e den Eingangswiderstand des Transistors und β den Stromverstärkungsfaktor. Bei weiterer Vergrößerung von R_1 wechselt der Glättungsfaktor sein Vorzeichen, d. h. bei abnehmender Eingangsspannung nimmt die Ausgangsspannung — in gewissen Grenzen — zu. Ein Abgleich, der die Ausgangsspannung praktisch unabhängig von der Eingangsspannung macht, ist nur für einen

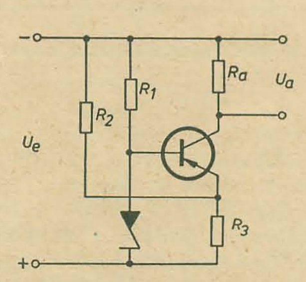


Bild 18: Elektronische Steuerschaltung zur Gleichspannungsstabilisierung

bestimmten Laststrom möglich. Die Größe der noch verbleibenden geringen Änderungen der Ausgangsspannung hängt bei diesen Schaltungen im wesentlichen von den Kennlinienkrümmungen der verwendeten Transistoren ab.

Soll die Stabilisierungsgüte gesteigert werden, so müssen — wie bereits erwähnt — Schaltungen angewendet werden, die mit Transistoren und Zenerdioden ausgerüstet sind. Mit der Schaltung nach Bild 18 kann eine derartige Stabilisierung der Ausgangsspannung vorgenommen werden, wobei die Stabilisierungsgüte im wesentlichen von der Zenerspannung U_z als Bezugsspannung abhängt. Die am Widerstand R_3 abfallende Spannung muß zur Arbeitspunkteinstellung des Transistors in ihrem Betrag kleiner als die Zenerspannung sein, so daß die Basis negativ gegenüber dem Emitter ist. Nimmt nun die Eingangsspannung zu, so steigt auch die an R_3 abfallende Spannung, und der Betrag der Basisvorspannung wird herabgesetzt. Die Kollektorstromzunahme wird damit begrenzt, da sich die Zunahme der Eingangsspannung nicht mehr am Lastwiderstand R_a auswirken kann.

Interessant sind auch elektronische Regelschaltungen, mit denen man Schwankungen von Eingangsspannung und auch Lastschwankungen ausgleichen kann. Im Bild 19 ist eine derartige Schaltung dargestellt. Parallel zum Lastwiderstand R_a liegt der Transistor als veränderbarer Widerstand. Über den gemeinsamen Vorwiderstand R_v

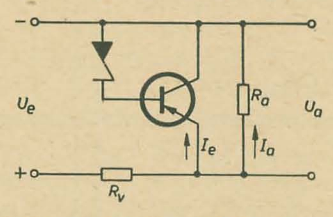


Bild 19: Elektronische Regelschaltung zur Gleichspannungsstabilisierung

erzeugen der Laststrom I_a und der Emitterstrom I_e einen Spannungsabfall, so daß als Spannungsabfall an R_a — der Ausgangsspannung — nur ein entsprechender Anteil der Eingangsspannung zur Verfügung steht. Die Stromaufteilung des Emitter- und Laststromes erfolgt entsprechend dem Verhältnis des Lastwiderstandes zum Widerstand der Kollektor-Emitterstrecke und wird durch den Transistorarbeitspunkt bestimmt. Der Arbeitspunkt wird auch hier durch die Basisvorspannung geregelt. Für den Regelvorgang dient die Zenerspannung als Bezugsspannung. Tritt nun eine Erhöhung der Eingangsspannung oder des Lastwiderstandes ein, so wird zunächst die Ausgangsspannung ebenfalls erhöht. Durch die Zunahme der Ausgangsspannung wird über die Zenerdiode die Basisvorspannung des Transistors so geregelt, daß sich der Kollektorstrom erhöht. Infolge der Stromverteilung nimmt der Strom im Lastwiderstand ab, und über den Vorwiderstand R_v entsteht ein erhöhter Spannungsabfall. Damit kann die Ausgangsspannung — bis auf eine geringe Abweichung — wieder ihren ursprünglichen Wert annehmen.

Soll der Einfluß von Temperaturänderungen bei einer elektronischen Regelschaltung kompensiert werden, so kann man eine Anordnung nach Bild 20 verwenden. Die Arbeitspunkte der Transistoren T_1 und T_2 werden durch die Widerstände R_1 bzw. R_4 festgelegt. Die relative Basisvorspannung von T_2 ist die Differenz zwischen der Zenerspannung U_z und der Spannung $k \cdot U_a$. Da die Basis von T_2 negativ gegenüber dem Emitter sein muß, ist der Spannungsabfall am Widerstand R_4 größer als die Zenerspannung zu wählen, also $k \cdot U_a > U_z$. Nimmt nun die Eingangsspannung zu, so erhöht sich ebenfalls die Teilspannung $k \cdot U_a$ und die Basisvorspannung von T_2 steigt an. Die Basis von T_2 wird also negativer, so daß ein erhöhter Strom im Kollektorkreis fließt. Die damit verbundene Abnahme der Basisvorspannung von T_1 — durch den erhöhten Spannungsabfall an R_1 — reduziert den Kollektorstrom, bis die Ausgangsspannung wieder ihren ursprünglichen Wert an-

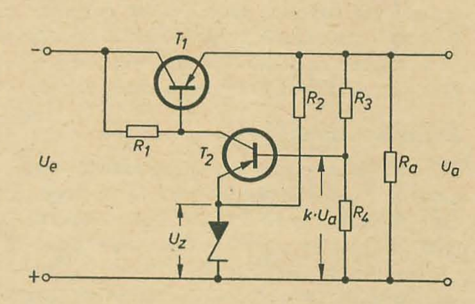


Bild 20: Regelschaltung mit Temperaturkompensation

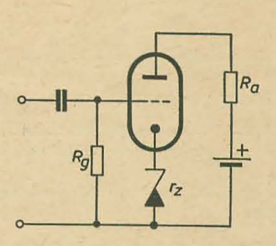


Bild 21: Zenerdiode zur Erzeugung der Gittervorspannung

nimmt. Wird die Schaltung einer erhöhten Temperatur ausgesetzt, so würde ohne die im Emitterkreis liegende Zenerdiode auch die Ausgangsspannung von ihrem Betrag abweichen. Tritt also eine erhöhte Temperatur auf, so steigt auch der Kollektorstrom von T_2 an. Durch die Temperaturerhöhung steigt jedoch auch die Zenerspannung an, die der Kollektorstromzunahme so entgegenwirkt, indem sich relativ zur Spannung $k \cdot U_a$ die Basisvorspannung von T_2 vermindert. Der Transistor T_1 spielt hierbei keine wesentliche Rolle.

Die vielseitige Verwendungsmöglichkeit von Zenerdioden zeigt das folgende Beispiel, bei dem eine Zenerdiode zur Gittervorspannungserzeugung in einer Röhrenverstärkerstufe eingesetzt wird (Bild 21). Dies ist besonders auf den niedrigen dynamischen Widerstand der Zenerdiode zurückzuführen. Der Gleichstromwiderstand der Zenerdiode entspricht dem Arbeitspunkt in ihrer Sperrkennlinie, der zur anliegenden Zenerspannung und zum Anodengleichstrom gehört. Der übliche in der Katodenleitung liegende Widerstand muß zur Vermeidung der Gegenkopplung kapazitiv überbrückt werden, wobei die untere Grenz-

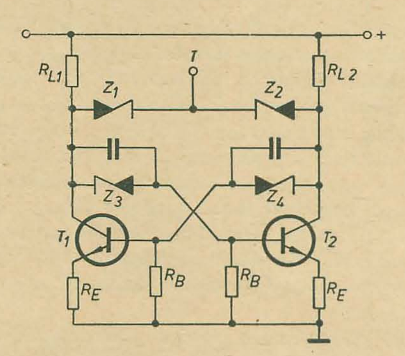


Bild 22: Bistabiler Multivibrator mit Sättigungsschutz durch Zenerdioden

frequenz bestimmend für die Kapazität des Kondensators ist. Bei Verwendung einer Zenerdiode Z 6 ergibt sich eine Gittervorspannung von etwa 6 V und bei einem Anodenstrom von 6 mA ersetzt diese einen Katodenwiderstand von 1 kΩ. Für den dem Anodengleichstrom überlagerten Anodenwechselstrom ist aber — wie bereits erwähnt — der dynamische Innenwiderstand r_z der Zenerdiode von 25 Ω wirksam. Damit ersetzt die Zenerdiode bei einer angenommenen unteren Grenzfrequenz von 1 Hz einen Katodenkondensator von $C_k = 1/\omega r_z \approx 6300\,\mu F$. Diese Kapazität läßt sich natürlich bei einer üblichen RC-Katodenkombination nicht verwirklichen.

Eine weitere interessante Anwendung soll zeigen, wie einem Multivibrator Triggerimpulse zugeführt werden können und wie gleichzeitig eine Begrenzung zum Schutz gegen Sättigung erfolgt. Bild 22 zeigt einen bistabilen Multivibrator mit Sättigungsschutz durch Zenerdioden. Die Zenerdioden Z_1 und Z_2 sind entgegengesetzt zusammengeschaltet und mit den Kollektoren der Transistoren T_1 und T_2 verbunden. Bei stationärem Betrieb ist ein Transistor geöffnet und der andere gesperrt. Zwischen den Kollektoren besteht also eine Potentialdifferenz. Wenn diese ausreicht, um die Zenerdiode Z_1 oder Z_2 zu öffnen, dann ist die Spannungsdifferenz gleich U_z, d. h. gleich der Zenerspannung von Z_1 oder Z_2. Beim Öffnen der Dioden Z_3, Z_4 wird in den Koppelzweigen eine konstante Spannungsdifferenz zwischen dem Kollektor von T_1 und der Basis von T_2 und zwischen dem Kollektor von T_2 und der Basis von T_1 erzielt. Die Zenerdioden Z_1 und Z_2 lassen also die Kollektorspannung U_{CE} von den Transistoren T_1 und T_2 nicht auf Null zurückgehen, während die Spannungen, die mit Hilfe der Zenerdioden Z_3 und Z_4 eingestellt worden sind, die beiden Gleichgewichtszustände der bistabilen Schaltung festlegen. Wird an den Eingang T ein negativer Triggerimpuls gelegt, dann öffnet zunächst die Diode, die mit dem gesperrten Transistor verbunden ist, während die mit dem geöffneten Transistor verbundene Diode gesperrt bleibt. Ein negativer Triggerimpuls gelangt also über die geöffnete Diode zum gesperrten Transistor, kommt aber nicht an den Kollektor des geöffneten Transistors.

Die oben angeführten Schaltungsbeispiele sollen einen kleinen Überblick über die Anwendungen von Zenerdioden vermitteln, wobei natürlich die Einsatzmöglichkeiten bei weitem nicht erschöpft sind. So kann man sie als Koppelglieder in Gleichspannungsverstärkern als Tor für die Durchschaltung bzw. Sperrung von Wechselspannungen und in vielen anderen Schaltungsanordnungen verwenden. Dem Geräteentwickler steht in der Zenerdiode ein vielseitig zu verwendendes Bauelement zur Verfügung. *K. Belter*

Literatur

[1] Katalogmaterial von Intermetall
[2] L. Steinke: Einfache Berechnung von Stabilisierungsschaltungen; radio und fernsehen 8 (1962) S. 261 u. 3. US.
[3] Ing. Ernst Bottke: Das Wichtigste über Zenerdioden; radio und fernsehen 10 (1962) S. 307 bis 309
[4] Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer: Anwendungsmöglichkeiten von Silizium-Zenerdioden in der Elektronik; radio und fernsehen 3 (1961) S. 83 bis 85
[5] W. Moin u. G. Wedenejew: Silizium-Stabilitrons; Radio 7 (1959) S. 42 bis 46
[6] Stabilisierungsschaltungen mit Zener-Dioden; Applikationslabor Intermetall, Elektronik 5 (1958) S. 185 u. 186
[7] K. H. Rumpf: Neuartige Zweipole auf Halbleiterbasis; radio und fernsehen 6 (1960) S. 168 bis 171
[8] Dipl.-Ing. B. Wagner: Elektronische Verstärker; 3. erweiterte Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1961
[9] Richard F. Shea: Transistortechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1961
[10] K. H. Rumpf: Bauelemente der Elektronik; 3. überarbeitete und erweiterte Auflage; VEB Verlag Technik, Berlin 1962
[11] J. G. Linvill: Non-Saturating Pulse Circuits Using Two Junction Transistors; Proc. IRE 43 (1955) S. 1826 bis 1834

„Schnelle" Transistoren und ihre Anwendung

A. TEWES

Der nachfolgende Beitrag behandelt — neben Anwendungen — konstruktive Gesichtspunkte, die zur Entwicklung schneller Transistoren führten. Dabei ist streng zwischen Verstärkertypen für hohe Frequenzen und Schaltertypen für kurze Schaltzeiten zu unterscheiden.

Bei HF-Verstärkertransistoren kommt es darauf an, bei hohen Frequenzen eine möglichst große Leistungsverstärkung und möglichst geringes Rauschen zu erzielen. Auch bei Transistoren für niedrigere Frequenzen, z. B. im Tonfrequenzbereich, ist geringes Rauschen in bestimmten Fällen eine wichtige Forderung. Beim Transistor ist unabhängig von der Höhe der Frequenz die erreichbare Leistungsverstärkung nicht nur vom Transistor selbst, sondern auch von den Parametern der Schaltung abhängig. Es lassen sich aber Bedingungen schaffen, unter denen die Leistungsverstärkung lediglich vom Transistor abhängt. Man kann durch äußere Schaltmittel die dem Transistor anhaftende innere Rückkopplung neutralisieren und außerdem durch ein- und ausgangsseitige Anpassung des Transistors an die Schaltkreise günstige Bedingungen schaffen. Im Bereich hoher Frequenzen ist die Leistungsverstärkung des Transistors durch die Beziehung

$$V_{N\,max} = \frac{1}{8\pi \cdot f^2} \cdot \frac{f_{\alpha B}}{r_b' \cdot C_c}$$

gegeben. Hierbei ist $f_{\alpha B}$ die α_B-Grenzfrequenz also

$$\alpha_B = \frac{I_C}{I_E},$$

r_b' der Basiswiderstand und C_c die Kollektorkapazität. Das Produkt $V_{Nmax} \cdot f^2$ ist eine von der Frequenz f unabhängige Größe und wird als Gütefaktor des Transistors bezeichnet. Bei der Frequenz, bei der dieses Produkt 1 wird, liegt die maximal erreichbare Oszillationsfrequenz des Transistors. Bild 1 zeigt ein angenähertes Ersatzschaltbild für den HF-Transistor. Sowohl dem Emitter als auch dem Kollektor sind je zwei Arten von Kapazitäten zuzuordnen: Die Diffusionsanteile C_{ED} und C_{CD}, die der Trägheit der Ladungsträger Rechnung tragen, sowie die Raumladungskapazitäten C_{ERL} und C_{CRL}. Nur der letzte Anteil ist als echte Kapazität — im maxwellschen Sinne — anzusprechen, der also auch ein Verschiebungsstrom zukommt. Der Leitungsanteil wird durch die ohmschen Komponenten r_{ED} und r_{CD} beschrieben. Schließlich ist noch der Basiswiderstand r_b' maßgebend, der einen Spannungsabfall im Basisgebiet durch den Basisstrom verursacht. Aus der angegebenen Beziehung für den Gütefaktor geht klar hervor, daß sowohl r_b' als auch C_{CRL} (und damit C_c) möglichst klein zu halten sind.

Beim HF-Verstärkungstransistor ist das Rauschen von großer Bedeutung, da diese Transistoren in Vorstufen verwendet werden. Wie bei Elektronenröhren unterscheidet man auch beim Transistor zwei Arten von Rauschen: Im Bereich niedriger Frequenzen tritt ein Rauschen auf, das seine Analogon im Funkeleffekt der Röhren hat. Dieses Rauschen ist proportional 1/f, nimmt also mit steigender Frequenz — bis zu einem Grenzwert der Frequenz — ab. Der Ursprungsort dieses Rauschens ist die Halbleiteroberfläche. Diesem Rauschen ist das sog. weiße Rauschen überlagert, das durch innere Effekte hervorgerufen wird und teils aus Widerstandsrauschkomponenten (Nyquist-Rauschen), teils aus Schrotteffekt-Rauschkomponenten besteht.

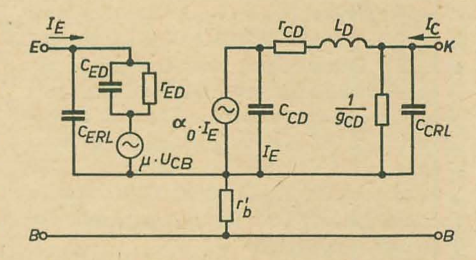


Bild 1: Angenähertes Ersatzschaltbild eines HF-Transistors

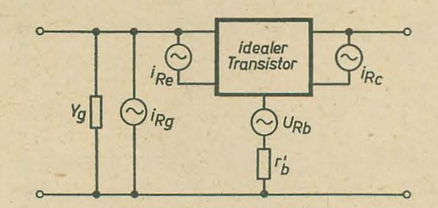


Bild 2: Rauschersatzschaltbild eines Transistors

Der Ursprung dieser Rauschanteile ist in den pn-Übergängen zu suchen. Das weiße Rauschen ist im mittleren Frequenzbereich, bis zu 10% der $f_{\alpha B}$-Grenzfrequenz, vorherrschend. Von dieser Frequenz an beginnt das Rauschen gemäß den physikalischen HF-Parametern des Transistors wieder anzusteigen. Entsprechend Bild 2 ist dem Emitter-pn-Übergang und dem Kollektor-pn-Übergang je eine Rauschstromquelle und dem Basiswiderstand eine Rauschspannungsquelle zuzuordnen. Für jeden Transistor gilt die rechnerisch aufgestellte und auf Erfahrung basierende Tatsache, daß der Rauschfaktor F bei einer bestimmten Frequenz um so kleiner wird, je kleiner der Basiswiderstand r_b' und je höher die Stromverstärkung α_B ist. Das bedeutet, daß hinsichtlich des Rauschens etwa die gleichen Forderungen zu stellen sind wie im Hinblick auf eine hohe Leistungsverstärkung. Die exakte mathematische Untersuchung der Probleme liefert aber das Ergebnis, daß sich die Forderungen in einem wichtigen Punkt unterscheiden: Die Rauscheigenschaften ein und desselben Transistors werden um so günstiger, je kleiner der Emitterstrom I_E gewählt wird. Für hohe Leistungsverstärkung ist aber eine Wahl des Arbeitspunktes mit größeren Werten von I_E zweckmäßiger.

Bei den bisherigen Betrachtungen war der Transistor als stromgesteuertes Element angenommen worden. Das heißt, der Emitterstrom beeinflußt proportional den Kollektorstrom. Für die Untersuchung des Transistors als Schaltelement ist es zweckmäßiger, den Transistor als ladungsgesteuertes Element zu beschreiben, d. h., die im Transistor auf- bzw. abgebauten Ladungen zu betrachten. Als Schalter wird der Transistor im allgemeinen in Emitterschaltung betrieben, er wird von der Basis her angesteuert.

Im Gegensatz zu den Verstärkereigenschaften spielt hinsichtlich der Schalteigenschaften der Basiswiderstand eine untergeordnete Rolle. Es ist jedoch folgender konstruktiver Gesichtspunkt wichtig: Man will im eingeschalteten Zustand einen möglichst geringen Spannungsabfall am Transistor haben, also eine kleine Restspannung. Neben anderen Parametern wird die Restspannung nun wesentlich von dem unvermeidbaren Kollektorbahnwiderstand bestimmt. Man muß also dafür sorgen, diesen möglichst klein zu halten, indem das Kollektorbahngebiet möglichst niederohmig und ,,kurz" gemacht wird. Beim Anlegen eines Impulses an die Emitter-Basisstrecke reagiert der Kollektorkreis unterschiedlich. Je nachdem, ob der Transistor bis in die Sättigung gesteuert wird oder nicht, erhält man ein anderes ,,Bild". Jetzt leuchtet auch der Vorteil der Betrachtungsweise des Transistors als ladungsgesteuertes Element ein. Es kann der Fall eintreten, daß auf der Eingangsseite kein Strom mehr fließt, während im Ausgangskreis noch ein Strom auftritt. Solange auf irgendeine Weise in der Basis eine Überschußladung gespeichert ist, kann man aus dem Kollektor einen Strom ziehen. Man hat hier zwischen der Anstiegszeit t_a, der Speicherzeit t_s und der Abfallzeit t_f zu unterscheiden. Alle genannten Größen hängen nicht nur von den Transistoreigenschaften, sondern auch von den treibenden Strömen ab. Anstieg und Abfall verlaufen im allgemeinen exponentiell; jeder Zeitgröße kommt als Faktor eine spezielle Zeitkonstante zu, die eine reine Transistorgröße ist. Bei der Sättigungskonstanten kommen noch Transistorgrößen hinzu, die bei inversem Betrieb in Erscheinung treten. Es leuchtet ein, daß die für die Umladung erforderlichen Zeiten um so größer werden, je größer die Ladung ist, und um so kleiner, je größer der Strom ist, der die Umladung herbeiführen soll. Die maßgebenden Zeitkonstanten lassen sich durch die Beziehung

$$T = \frac{\Delta Q_B}{\Delta Q_C}$$

ausdrücken. Zur Ladungsspeicherung in der Basis kommt noch eine Ladungsspeicherung im Kollektorbahngebiet und eine Emitter-Raumladungskapazität hinzu. Aus allem folgt, daß kurze Schaltzeiten in erster Linie bei hohen Grenzfrequenzen und bei kleinen Stromverstärkungsfaktoren zu erzielen sind.

Schalteranwendungen

Der 1-MHz-Universalzähler UZ 71 von Kirem (Frankfurt/Main), kann durch Signale beliebiger Kurvenform angesteuert werden. Das volltransistorisierte Meßgerät liefert das Zählergebnis digital in Ziffernform. Das Zählergebnis kann gespeichert werden. Mit dem Zähler lassen sich eine Vielzahl von Frequenz- und Zeitmessungen durchführen. Die Ergebnisse werden in siebenstelliger Einzeilenanzeige dargestellt; dabei wird die Anzeige bis zum Ende der nächstfolgenden Messung gespeichert. Für Registrierzwecke werden die gespeicherten Anzeigeergebnisse ,,ausgegeben".

Die Hauptbausteine des Universalzählers sind sieben Zähldekaden mit den dazugehörigen Anzeigeeinheiten und Speichern, ein Quarzoszillator und weitere sieben Zähldekaden der Zeitbasiseinheit, zwei Eingangsverstärker, eine Torsteuerung und ein Netzteil. Der Quarzoszillator ist für die erforderliche hohe Frequenzkonstanz in einem Thermostaten untergebracht. Eine 1-MHz-Dekade und sechs 200-kHz-Dekaden untersetzen die Quarzfrequenz von 1 MHz bis 0,1 Hz. Die dekadisch gestuften Zwischenwerte der Untersetzung stehen als Zeitmarken zur Verfügung.

Zwei voneinander unabhängige Eingangsverstärker mit nachgeschalteten Schmitt-Triggern verstärken und begrenzen die Eingangssignale beliebiger Kurvenform in einem Frequenzbereich von 0 ··· 1 MHz.

Die beiden Verstärker sind vollkommen identisch. Bild 3 zeigt das Schaltbild des Eingangsverstärkers VP 11. Die Empfindlichkeit der Verstärker liegt bei 0,1 V_{eff}. Um bei den durchführbaren Messungen von der Kurvenform der Eingangssignale unabhängig zu

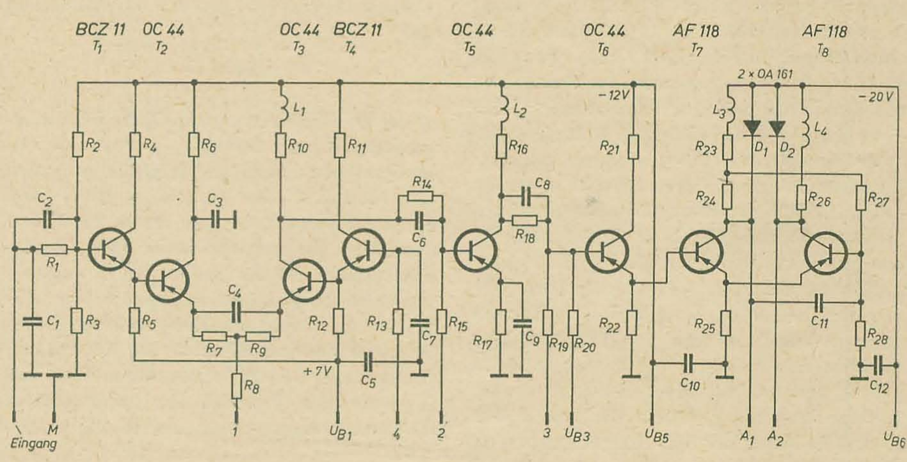


Bild 3: Schaltbild des Eingangsverstärkers VP 11 (Kirem)

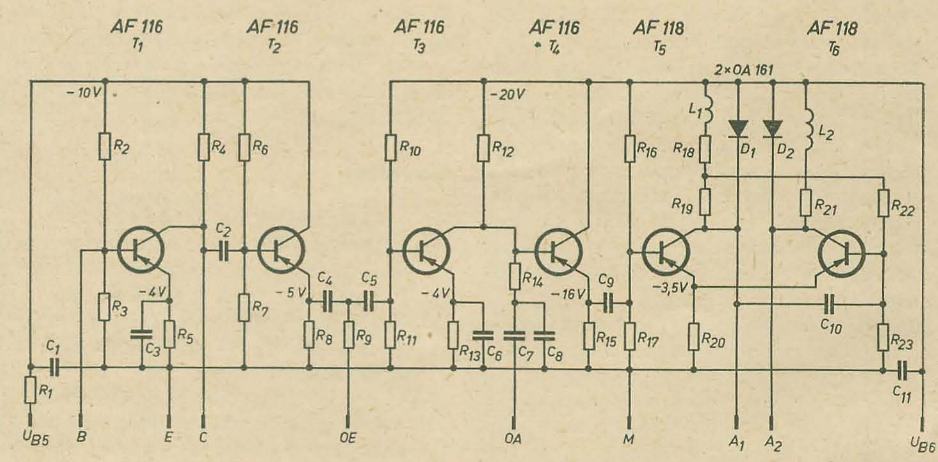


Bild 4: Schaltbild des Oszillators OP 11; die Anschlüsse C, B und E führen zur Quarzschaltung (Kirem)

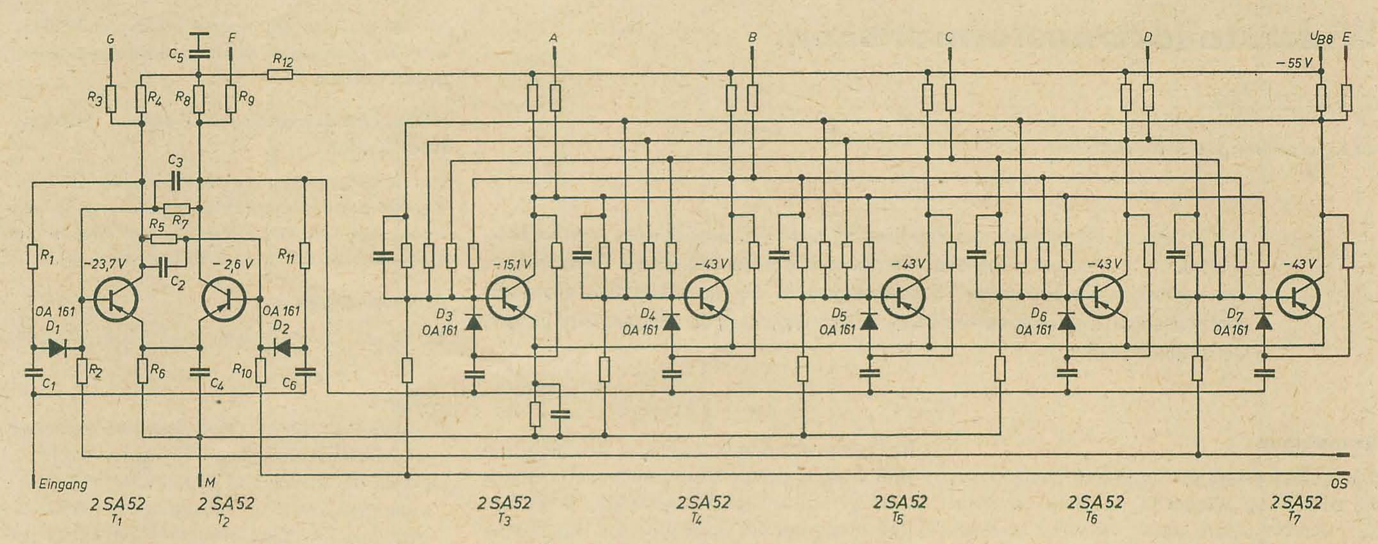


Bild 5: Schaltbild der Zähldekaden ZD 71 und ZD 61 (Kirem)

bleiben, werden dem eigentlichen Verstärker Schmitt-Trigger nachgeschaltet.

Die untere Grenzfrequenz der Verstärker muß wegen der häufig vorkommenden Zeitdauermessungen in der Nähe von 0 Hz liegen. Daher kommt nur eine Auslegung als Gleichspannungsverstärker in Betracht. Um die Temperaturdrift niedrig zu halten, wurden die ersten Stufen der Verstärker mit Siliziumtransistoren BCZ 11 bestückt. Die beiden Siliziumtransistoren sind mit zwei weiteren Germaniumtransistoren OC 44 in Brückenschaltung angeordnet. Der Transistor T_5 dient lediglich zur Nachverstärkung; seine Driftänderungen werden mit Hilfe der gegenläufigen restlichen Driftänderungen der Brückenschaltung kompensiert. Über den Emitterfolger T_6 wird der mit den Transistoren T_7 und T_8 aufgebaute Schmitt-Kreis angesteuert.

Die Zeitbasiseinheit enthält einen Oszillator, dessen Schaltung Bild 4 wiedergibt. Bei Frequenzmessungen werden die Schwingungen je Zeiteinheit erfaßt; bei Zeitmessungen wird die zu messende Zeit (Periodendauer) mit Zeiteinheiten abgezählt. Für die Zeitmessung werden daher kurze und für die Frequenzmessung lange Zeiteinheiten benötigt. Die Zeiteinheiten entstehen dabei aus dekadisch gestufter Teilung der Mutterfrequenz 1 MHz. In der Schaltung stellt der Transistor T_1 zusammen mit einem Quarz den Grundoszillator. T_3 dient als Verstärker für den anschließenden Schmitt-Kreis (hinter T_4).

Die dekadisch gestufte Unterteilung der Oszillatorfrequenz wird mit den Zähldekaden ZD 71 und ZD 61 (Bild 5) vorgenommen, wobei die Teilung frequenzunabhängig erfolgt. Über eine Torstufe werden die Impulse des Oszillators der 1-MHz-Dekade der ZD 71 zugeführt. Dieser Dekade sind sechs weitere 200-kHz-Dekaden ZD 61 nachgeschaltet. Bei der Betriebsart „Frequenzverhältnis" werden die Teilerdekaden der Zeitbasiseinheit für eine dekadisch gestufte Unterteilung der einem zweiten Eingang zugeführten Signale herangezogen; die Oszillatorstufe wird dabei nicht benötigt.

Die Bildung der Zählergebnisse wird in den Dekaden vorgenommen. Anzeigeplatten übernehmen die Zählergebnisse bei automatischer Abfrage nach Beendigung der Messung und zeigen sie auf den Glimmlicht-Ziffernröhren an.

Die Torsteuerungseinheit setzt sich aus zwei Torplatten zusammen. Jede Torplatte enthält verschiedene Multivibratoren bzw. Monovibratoren und Schalttransistoren.

Zur Arbeitsweise ist zu sagen, daß bei Frequenzmessungen während der von der Zeitbasis vorgegebenen Meßzeit die vom Eingangsverstärker I erzeugten Impulse der zu messenden Frequenz über die Torsteuerung auf die Zähldekaden geleitet werden (Bild 6). Dabei wird der Beginn der Meßzeit von einem Impuls der Meßfrequenz selbst bestimmt. Der die Messung einleitende Torimpuls gibt nun über ein weiteres Tor die Quarzfrequenzimpulse in die Untersetzerdekaden der Zeitbasis; entsprechend der gewählten Zeitbasisstellung beendet ein Impuls aus den Untersetzerdekaden die Meßzeit. Der Anfang der Meßzeit ist mit den Meßimpulsen um den Faktor $\pm 10^{-6}\,s \cdot f_x$ verkoppelt, wobei f_x die zu messende Frequenz ist. Besonders bei der Messung niedriger Frequenzwerte ist damit der übliche Torfehler von $\pm 1\%$ des Meßergebnisses beseitigt. Nach Ende der Meßzeit wird das Meßergebnis in die Anzeigestufen übertragen, die Zähldekaden auf Null gestellt und der Meßhäufigkeitsgenerator ausgelöst. Mit dem Meßhäufigkeitsregler läßt sich eine wählbare Totzeit zum Ablesen oder Ausgeben der Anzeigeergebnisse kontinuierlich einstellen. Es können auch Frequenzmessungen mal n über n-Intervalle der Zeitbasis durchgeführt werden.

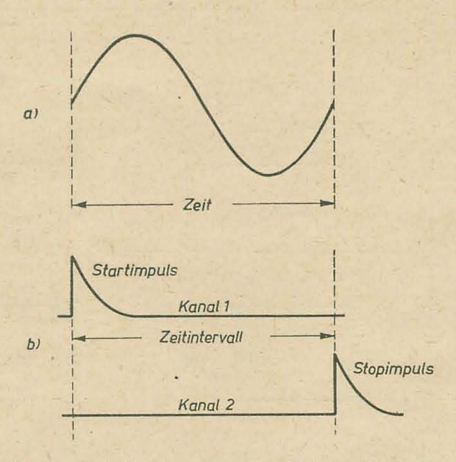


Bild 6: a) Periodenmessung, b) Zeitintervallmessung

Bei allen Perioden- und Zeitintervallmessungen werden aus den Eingangsimpulsen Start- und Stopimpulse für die Torsteuerung gebildet. Während der dazwischenliegenden Toröffnungszeit werden die Zeitbasisimpulse auf die Zähldekaden geleitet. Der weitere Meßvorgang läuft dann wie bei einer Frequenzmessung ab. Mit dem Eingangsverstärker I werden bei Periodendauermessung (Bild 6a) Start- und Stopimpulse von jeweils positiven oder negativen Signaldurchgängen erzeugt, so daß auch die Ausmessung von Impulsen und ihren Tastverhältnissen möglich ist. Bei Zeitintervallmessungen (Bild 6b) wird der Startimpuls für die Torsteuerung vom Eingangsverstärker I und der Stopimpuls vom Eingangsverstärker II geliefert. Damit lassen sich universelle Zeitmessungen durchführen.

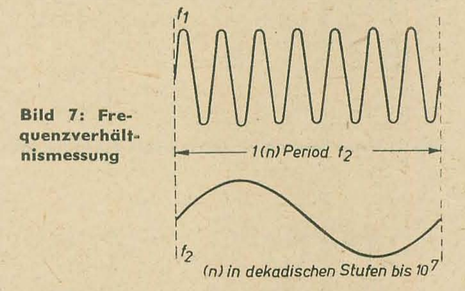


Bild 7: Frequenzverhältnismessung

Bei den häufig vorkommenden Frequenzverhältnismessungen werden die von einer Frequenz am Eingangsverstärker I gebildeten Impulse über die Torsteuerung auf die Zähldekaden geliefert. Diese Impulse werden während einer Periode der am Eingangsverstärker II anliegenden zweiten Frequenz gezählt (Bild 7). Hierbei werden zur Erhöhung der Meßgenauigkeit die Zeitbasis-Teilerdekaden als Untersetzer herangezogen, so daß Frequenzverhältnismessungen 1 : 10 bis 1 : 10^7 möglich sind.

Für die Zählung statistisch verteilter Impulse oder für einfache Stückzahlermittlung dient die Betriebsart „Zählen". Bei Beendigung der Zählung durch Umschaltung auf die Stellung „Aus" erscheint automatisch die Anzeige oder Ausgabe. Werden während der Geradeauszählung Zwischenergebnisse gewünscht, so kann die Auslösung der Anzeige beliebig von Hand oder durch einen besonderen Generator vorgenommen werden.

Widerstandstransformationen

G. FRITZSCHE

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Dresden

Die Erfahrung hat gezeigt, daß Praktiker oft nicht die Möglichkeiten von transformierenden Schaltungen ausnutzen. Nachstehend werden deshalb die Regeln für die sog. „Norton-Transformation" zusammengestellt, die vorteilhaft bei Schaltungsumwandlungen eingesetzt werden können. Die Nützlichkeit der Methode wird an zwei Beispielen erläutert.

Grundlagen

Bekanntlich gelten die Vergleiche nach Bild 1, die zuerst von *Norton* [1] gefunden wurden. Der Beweis kann durch Koeffizientenvergleich der Vierpolparameter ohne weiteres erbracht werden [2]. Hierbei stellt man fest, daß bei den äquivalenten π- oder T-Schaltungen stets ein negatives Zweigelement bei $ü \neq 1$ auftritt. Aus diesem Grunde sind solche Strukturen allein nicht realisierbar, sondern die π- oder T-Glieder müssen mit anderen Schaltelementen kombiniert werden. Aus der Gültigkeit von Bild 1 ergeben sich wichtige Folgerungen. So können z. B. Schaltungen mit vertauschter Reihenfolge von Querwiderstand und Längswiderstand abgeleitet werden, wie es Bild 2 zeigt. Solche Umwandlungen bedingen stets gleichartige Widerstände. Besondere Bedeutung hat der Spezialfall des kapazitiven Teilers erlangt; u. a. kommen solche Anordnungen stets bei Bandfiltern vor. Durch Anwendung der einschlägigen Gesetze können auf einfache Weise viele Probleme, wie z. B. Entfernung überflüssiger Kondensatoren, Schaltelemente mit vorgeschriebenen Zahlenwerten, bestimmte Widerstandsanpassungen, gelöst werden.

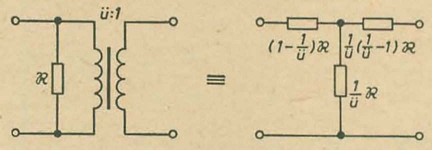


Bild 1: Grundformen für äquivalente Schaltungen

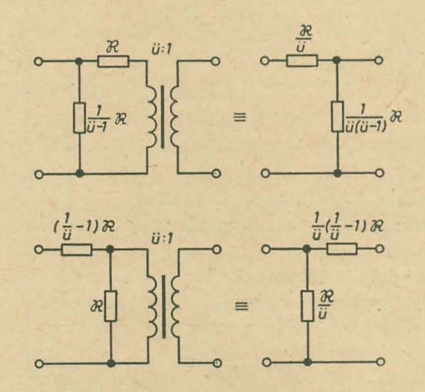


Bild 2: Äquivalente Schaltungen mit vertauschter Reihenfolge von Quer- und Längswiderstand

Widerstandstransformationen kapazitiver Teiler

Die hierfür geltenden Beziehungen sind in Tabelle 1 für den praktischen Gebrauch zusammengefaßt. Der Übergang auf allgemeine Widerstandsformen ist leicht möglich [3].

Anwendungen

Entwurf parallelgeschalteter Bandfilter

Aufgabe

Gegeben ist ein Dämpfungstoleranzschema und eine Schaltungsanordnung nach Bild 3. Gesucht ist der Aufbau und die Dimensionierung praktischer Schaltungen mit möglichst gleichgroßen Schaltelementen für Frequenzen $f_{ov}^* = 370 \cdots 2800$ Hz.

Lösung

Wegen der unvermeidlichen Verluste bei tiefen Frequenzen entscheidet man sich für eine

Tabelle 1: Arbeitsblatt für Widerstandstransformationen

Widerstandsänderung am			
Eingang	Ausgang	Eingang	Ausgang
$c_1' = ü^2 \frac{c_1 c_2}{c_2 + (1-ü)\,c_1}$	$c_1' = \frac{c_1 c_2}{c_2 + (1-ü)\,c_1}$	$c_1' = ü^2 \left[c_1 + \left(1 - \frac{1}{ü}\right) c_2\right]$	$c_1' = c_1 + \left(1 - \frac{1}{ü}\right) c_2$
$c_2' = ü\,c_2$	$c_2' = \frac{c_2}{ü}$	$c_2' = ü\,c_2$	$c_2' = \frac{c_2}{ü}$
$c_3' = \frac{c_2 c_3}{c_2 + \left(1 - \frac{1}{ü}\right) c_3}$	$c_3' = \frac{1}{ü^2} \frac{c_2 c_3}{c_2 + \left(1 - \frac{1}{ü}\right) c_3}$	$c_3' = c_3 + (1-ü)\,c_2$	$c_3' = \frac{1}{ü^2}[c_3 + (1-ü)\,c_2]$
$\frac{\mathfrak{Z}_1}{ü^2}$, c_1', c_2', c_3', $\mathfrak{Z}_2$	$\mathfrak{Z}_1$, c_1', c_2', c_3', $\mathfrak{Z}_2 ü^2$	$\frac{\mathfrak{Z}_1}{ü^2}$, c_1', c_2', c_3', $\mathfrak{Z}_2$	$\mathfrak{Z}_1$, c_1', c_2', c_3', $\mathfrak{Z}_2 ü^2$
$\frac{1}{1 + \frac{c_2}{c_3}} \leqq ü \leqq 1 + \frac{c_2}{c_1}$	$\mathfrak{Z}_1$, c_1, c_2, c_3, $\mathfrak{Z}_2$	$\frac{1}{1 + \frac{c_1}{c_2}} \leqq ü \leqq 1 + \frac{c_3}{c_2}$	$\mathfrak{Z}_1$, c_1, c_2, c_3, $\mathfrak{Z}_2$
Grenzfälle ($ü_{max} > 1$)			
$\frac{\mathfrak{Z}_1}{ü^2_{max}}$, c_2', c_3', $\mathfrak{Z}_2$: $c_3' = c_1 + c_2$	$\mathfrak{Z}_1$, c_1, c_2, $\mathfrak{Z}_2$: $ü_{max} = 1 + \frac{c_2}{c_1}$		$\mathfrak{Z}_1$, c_2', c_3', $\mathfrak{Z}_2 ü^2_{max}$: $c_3' = \frac{c_1}{ü_{max}}$
$\mathfrak{Z}_1 ü^2_{max}$, c_1', c_2', $\mathfrak{Z}_2$: $c_1' = \frac{c_1}{ü_{max}}$	$\mathfrak{Z}_1$, c_2', c_3, $\mathfrak{Z}_2$: $c_2' = \frac{c_2}{ü_{max}}$; $c_2'' = c_2\,ü_{max}$		$\mathfrak{Z}_1$, c_1', c_2'', $\frac{\mathfrak{Z}_2}{ü^2_{max}}$: $c_1' = c_1 + c_2$

Für die Steuerung registrierender Geräte stehen binärcodierte Spannungsaussagen der Anzeigeergebnisse an einer vielpoligen Buchse zur Verfügung. Im Zusammenarbeiten des Universalzählers mit einem Zählbetragdrucker kann bei Meßzeiten von z. B. 1 s das Ausdrucken aus den Anzeigeplatten während der Meßzeit vorgenommen werden.

maximalflache Kennlinie. Eine Überführung in ein normiertes TP-Toleranzschema ist durch Parallelverschiebung möglich, weil ein Schmalbandfall vorliegt [3]. Sollten mehrere Spulen je Filter vorkommen, so strebt man dafür gleiche Zahlenwerte an (Fertigungsvorteil). Die Kondensatoren sollen für alle Ausführungen in dem genannten Frequenzband ebenfalls gleichgroß sein und tatsächlichen Lieferwerten entsprechen.

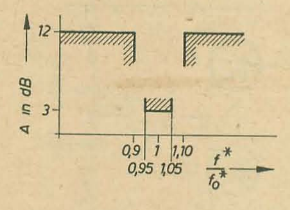
a) Entwurf eines normierten Tiefpasses

Mit dem Ansatz (Potenzfilter [3]) [1]

$$A_{(dB)} = 10 \lg \left[1 + \left(e^{\frac{A_{max\,(dB)} \cdot \ln 10}{10}} - 1\right) \omega^{2n}\right]$$

folgt unter Berücksichtigung der Kenndaten nach Bild 4 für $\omega = \omega_k$

$$n \geqq \frac{\ln \sqrt{\dfrac{e^{\frac{A_{min\,(dB)} \cdot \ln 10}{10}} - 1}{e^{\frac{A_{max\,(dB)} \cdot \ln 10}{10}} - 1}}}{\ln \omega_k} = 1{,}92$$



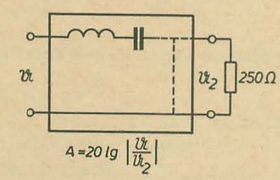


Bild 3: Vorgeschriebene Eigenschaften

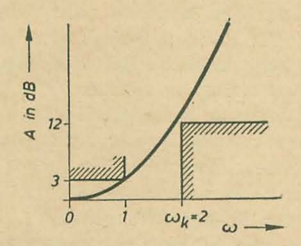


Bild 4: TP-Toleranzschema mit Kennlinie

Hierbei ist $\omega_k = 2$, weil 5% Abweichung dem Wert $\omega = 1$ entspricht und dementsprechend 10% Abweichung $\omega = 2$ bedeutet.

---

[1]) Der Entwurf elektrischer Schaltungen findet zweckmäßig mit normierten Größen statt. Nur am Anfang wird eine Normierung und am Schluß eine Entnormierung vorgenommen. Im vorliegenden Fall ist das bereits durch die zwei Bezugsgrößen

Bezugswiderstand R_B^*
und Bezugskreisfrequenz ω_B^*

möglich. Unnormierte Größen, die also relativ selten geschrieben werden müssen, sind zur Unterscheidung mit einem Stern gekennzeichnet.

Es gelten die Gesetze:

$$R_v^* = r_v R_B^*, \qquad f_v^* = f_v f_B^*,$$

$$L_v^* = l_v \frac{R_B^*}{\omega_B^*}, \qquad C_v^* = c_v \frac{1}{R_B^* \, \omega_B^*}$$

Da n voraussetzungsgemäß eine ganze Zahl sein muß, wählt man für die weitere Berechnung n = 2.

Nach [3] findet man eine Ausführung nach Bild 5. Das Resultat kann sofort nachgeprüft werden, indem der Frequenzgang analytisch berechnet (Spannungsteilerregel) und Übereinstimmung mit dem Ansatz festgestellt wird.

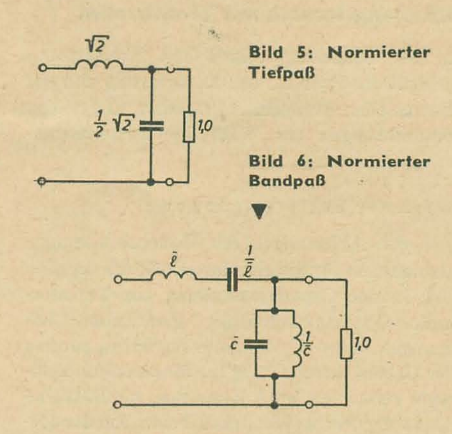


Bild 5: Normierter Tiefpaß

Bild 6: Normierter Bandpaß

b) Normierter Bandpaß

Aus der Schaltung nach Bild 5 ergibt sich Bild 6 bei reziproker Elementenormierung

$$\delta_{BP} = \frac{f_{+1v}^* - f_{-1v}^*}{f_{ov}^*} = 0{,}1$$

und damit

$$\bar{l} = \frac{l_{TP}}{\delta_{BP}} = 10\sqrt{2}$$

$$\bar{c} = \frac{c_{TP}}{\delta_{BP}} = 5\sqrt{2}$$

Der größte Schaltelementeunterschied für gleichartige Elemente ist 100 : 1. Das kann man durch die „Norton-Transformation“ (Tabelle 1) ausgleichen. Gleiche Zahlenwerte für die Spulen erhält man, setzt man ü = 10. Mit den Bezeichnungen nach Bild 7 gilt

$$c_1' = ü\,(ü - 1)\, c_2 \quad = 6{,}37$$
$$c_2' = ü\, c_2 \quad = 0{,}707$$
$$c_3' = c_3 + (1 - ü)\, c_2 = 6{,}43$$

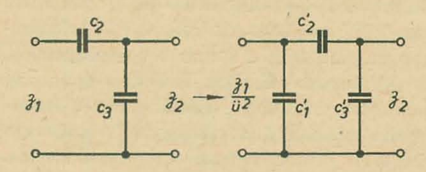


Bild 7: Norton-Transformation

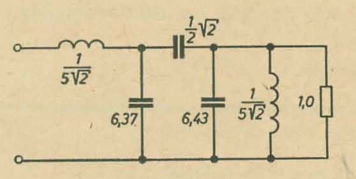


Bild 8: Normierter BP mit praktischen Schaltelementegrößen

Die beiden Querkondensatoren fallen etwa gleichgroß aus. Bild 8 zeigt die resultierende normierte BP-Schaltung.

c) Wirklicher Bandpaß

Es sollen mit einem C*-Dreieck alle Ausführungen in dem vorgegebenen Frequenzband ausgestattet werden. Aus praktischen Gründen wählt man für die Querkondensatoren $C^* = 0{,}5\,\mu F$. Der Koppelkondensator hat damit einen Wert

$$C_K^* = 0{,}5\,\mu F \, \frac{0{,}707}{6{,}4} = 55\,nF$$

Mit $\omega_B^* = 2\pi f_B^* = 2\pi \cdot 370$ Hz (Bezugsschaltung) und $c_v = 6{,}4$ (Mittelwert aus 6,37 und 6,43) erhalten wir den Bezugswiderstand

$$R_{B_{370}}^* = \frac{c_v}{C_v^* \cdot \omega_B^*} = 2{,}76\,k\Omega$$

Ferner wird

$$\frac{R_B^*}{\omega_B^*} = 1{,}19\,H$$

und

$$L_{370}^* = l_v \frac{R_B^*}{\omega_B^*} = 336\,mH$$

Für die anderen Schaltungen ändern sich nur die R_B^*- und L^*-Werte nach den Beziehungen

$$L_{neu}^* = \left(\frac{370}{f_{neu}^*\,(Hz)}\right)^2 L_{370}^*$$

$$R_{B_{neu}}^* = \frac{370}{f_{neu}\,(Hz)} R_{B_{370}}^*$$

Der geforderte Abschlußwiderstand kann durch Anzapfung der letzten Spule bequem realisiert werden, so daß sich für die Extremfälle ($f_{o_1}^* = 370$ Hz und $f_{o_n}^* = 2800$ Hz) die im Bild 9 skizzierten Schaltungen ergeben.

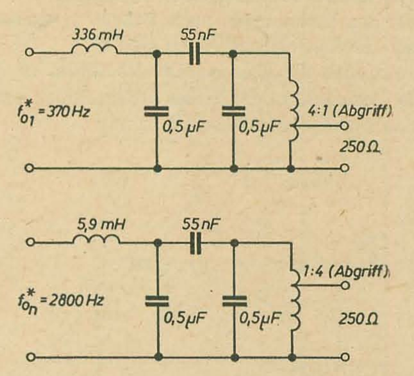


Bild 9: Wirkliche Schaltungen in praktischer Ausführung

Dabei ist das Übersetzungsverhältnis abgerundet, um den endlichen Gütewert der wirklichen Spulen zu berücksichtigen. Der Abgleich ist einfach (Anfangskreis auf $f_{o_v}^*$ abstimmen, wenn das letzte C* kurzgeschlossen ist und Endkreis auf $f_{o_v}^*$ abstimmen, wenn das erste C* kurzgeschlossen ist — vergleichbar mit einem HF-Bandfilter).

Aufbau von Tiefpässen mit minimaler Schaltelementeanzahl

Aufgabe

Gegeben ist ein normierter Tiefpaß

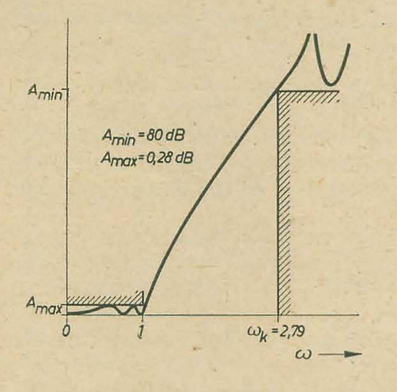
$$\boxed{TP, C, n = 5, A_{max} = 0{,}28\,dB}$$ [2])

mit Dämpfungskennlinie und Schaltung nach Bild 10.

Gesucht ist die Ausführung mit kleinster Elementeanzahl (sog. kanonische Schaltung).

---

[2]) Kurzbezeichnung für einen Tiefpaß mit Tschebyscheff-Verhalten der Betriebsdämpfung im Durchlaß- und Sperrbereich (= Gauer-Fall = C) vom Grade n = 5 und einer maximalen Durchlaßdämpfung A_{max}.



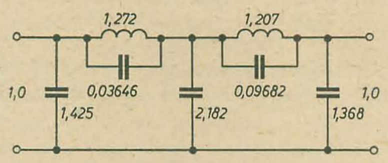


Bild 10: Dämpfungskennlinie mit zugehöriger Schaltung

Lösung

Wir wenden die in Tabelle 1 zusammengestellten Regeln für Widerstandstransformationen an und können dadurch mit zwei angezapften Spulen zwei Kondensatoren einsparen.
Mit den Gleichungen nach Tabelle 1 ergeben sich die Äquivalenzen nach Bild 11.
Setzt man die Zahlenwerte des Bildes 10 in die Beziehungen des Bildes 11 ein, findet man eine Ausführung nach Bild 12 mit

$$\ddot{u}_{max_I} = 1 + \frac{c_2}{c_1} = 1{,}0256$$

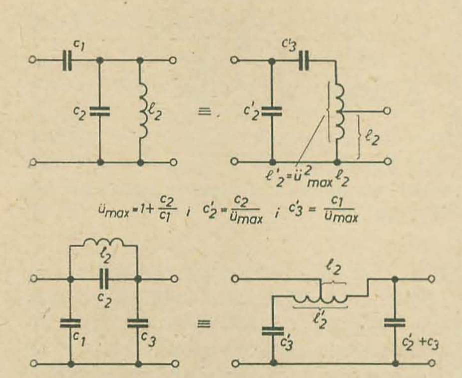


Bild 11: Äquivalente Schaltungen mit angezapften Spulen (Sparübertragerausführungen)

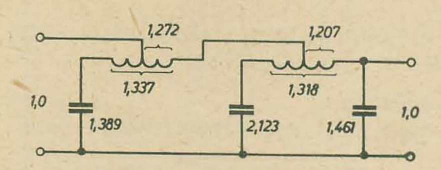


Bild 12: Kanonische Schaltung zu Bild 10

$$c_3' = \frac{c_1}{\ddot{u}_{max_I}} = 1{,}389$$

$$c_2' = \frac{c_2}{\ddot{u}_{max_I}} = 0{,}03555$$

$$l_2' = \ddot{u}_{max_I}{}^2 \cdot l_2 = 1{,}337$$

und entsprechend

$$\ddot{u}_{max\,II} = 1{,}0437,\ c_3' = 2{,}120$$

$$c_2' = 0{,}0928,\ l_2' = 1{,}318$$

Durch Einführung von bestimmten Entnormierungsfaktoren können daraus wirkliche Schaltungen mit vorgegebenen Abschlußwiderständen ((R_B*) und Grenzfrequenzen (ω_B*) — analog wie im ersten Beispiel — entworfen werden. Der Verwendung angezapfter Spulen sind allerdings gewisse praktische Grenzen gesetzt, weil u. a. bei hohen Frequenzen parasitäre Einflüsse (Koppelfaktor merklich < 1, Streukapazitäten) die Sollwerte fälschen.

Literatur

[1] E. L. Norton: U. S. Patent 1 681 554 (1928)

[2] R. Feldtkeller: Einführung in die Siebschaltungstheorie; Hirzel-Verlag Stuttgart 1956

[3] G. Fritzsche: Entwurf linearer Schaltungen; VEB Verlag Technik Berlin 1962

[4] J. Gaillard: Reduction du nombre d'elements dans les filtres en echelle par utilisation d'autotransformateurs; Cables & Transmission 2 (1961) S. 123 bis 131

Probleme der eisenlosen Endstufe Teil 3 und Schluß

Dipl.-Ing. KLAUS RATHMANN

Schaltungstechnik mit Transistoren

In der Schaltungstechnik mit Transistoren besteht das Problem der Ansteuerung und der thermischen Stabilität. Außerdem sind einige Betrachtungen zur Wahl der Batteriespannung angebracht.

Wahl der Batteriespannung

Aus den Ableitungen der Dimensionierungsgleichungen für die eisenlose Endstufe ergaben sich in der Gegenüberstellung zur Transformator-Gegentaktschaltung identische Gleichungen, wenn die doppelte Batteriespannung der Gegentaktschaltung für die eisenlose Endstufe verwendet wird. Kann man die Batteriespannung frei wählen, sind beide Schaltungsarten gleich, und die eisenlose Endstufe besitzt dann die bekannten Vorteile.
Für Industriegeräte müssen zur Auswahl der Batterien einige Gesichtspunkte berücksichtigt werden:
In Überlagerungsempfängern benötigen die Transistoren der HF-, ZF- und NF-Vorstufen einen bestimmten Strom, der von der Batteriespannung unabhängig ist. Bei Geräten mit Endstufen kleiner Leistung sind diese Ströme mit denen der Endstufe vergleichbar. Bei gleicher Batterieausführung steigt der Betriebsstundenpreis mit der gewählten Spannung.
Für transportable Geräte spielt das Batterievolumen und das Gewicht eine entscheidende Rolle. Deshalb sind Batteriespannungen über 9 V nicht gebräuchlich.
Die Batterien müssen den Standards (TGL) und dem Lieferprogramm des Herstellers entsprechen.
Die Trockenbatterien liefern 1,5 V je Zelle. Damit sind Spannungen mit einer Staffelung von 1,5 V möglich. Als übliche Batteriespannungen sind 3 V, 6 V und 9 V gebräuchlich. Da die maximale Emitter-Kollektor-Spannung nicht unter 20 V liegt, erlaubt eine 9-V-Batterie die optimale Ausnutzung der Transistoren bei einer Transformator-Gegentaktendstufe. Außerdem sei noch einmal darauf hingewiesen, daß bei Endstufen die Leistungsverstärkung mit dem Quadrat der Batteriespannung ansteigt.

In diesem Zusammenhang muß die kritische Batteriespannung erwähnt werden.

$$U_{Batt.\,krit.} = \frac{\pi^2 P_{v\,max}}{I_{c\,max}}$$

Sie ist die größte Spannung, die man wählen kann, wenn man die Arbeitsgerade durch $I_{C\,max}$ legen will, ohne daß die Verlustleistung überschritten wird. Bei einer Spannung größer als die kritische Batteriespannung, muß man den Außenwiderstand größer wählen, so daß $I_{C\,max}$ nicht erreicht wird. Die kritische Batteriespannung für die Endstufe ist eine Größe zur Abschätzung, wie weit der verwendete

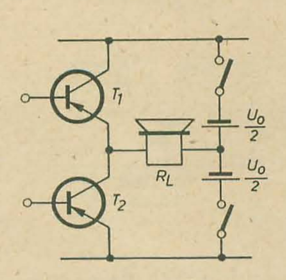


Bild 17: Eisenlose Endstufe mit Transistoren

Transistortyp ausgenutzt wird. Gleichung 18 läßt sich für Transformator-B-Endstufen, die eine Batteriespannung kleiner als die kritische Batteriespannung besitzen, nicht erfüllen. Die größtmögliche Wechselstromleistung kann einer derartigen Endstufe nicht entnommen werden. Für eisenlose B-Endstufen ist jedoch die doppelte kritische Batteriespannung für die Abschätzung einzusetzen. Das ist für Transistoren mit niedriger kritischer Batteriespannung vorteilhaft; also für solche, deren Wert für $I_{C\,max}$ hoch liegt. Wie Tabelle 4 zeigt, sind hier die Transistoren OC 825 im Vergleich zu anderen Typen sehr ungünstig.
Im Bild 17 liegt der Lautsprecher zwischen dem Verbindungspunkt Kollektor — Emitter und an der Mittelanzapfung der Batterie. Dabei benötigt man als Ein-Aus-Schalter des Gerätes einen zweipoligen Schalter, der beide Anschlüsse der Batterie abschaltet.
Kann man einen zweipoligen Schalter nicht verwenden (z. B. Potentiometer für gedruckte

Tabelle 4: Gegenüberstellung verschiedener Transistortypen (R_L, P für eisenlose Endstufen im B-Betrieb)

Typ	P_{Vmax} in mW	I_{Cmax} in mA	$U_{Batt.\,krit.}$ in V	Batteriespannung 3 V²)			Batteriespannung 6 V²)			Batteriespannung 9 V²)		
				R_L in Ω Gl. (5b)	R_L in Ω Gl. (17)	P~ in mW R_L in Ω	R_L in Ω Gl. (5b)	R_L in Ω Gl. (17)	P~ in mW R_L in Ω	R_L in Ω Gl. (5b)	R_L in Ω Gl. (17)	P~ in mW R_L in Ω
OC 821	130	150	8,7	6,3	0,78	60 8	16,7	4,8	125 25	26	12,2	320 25
OC 825¹)	120	135	8,9	7	0,84	60 8	18,8	5,2	125 25	30	13,2	160 50
OC 825	150	135	11,0	7	0,67	60 8	18,8	4,3	125 25	30	10,7	160 50
OC 74¹)	135	300	4,5	3,3	0,74	125 4	8,4	4,6	195 16	14	11,8	500 16
OC 74	330	300	11,0	3,3	0,3	125 4	8,4	1,9	390 8	14	4,9	500 16
OC 604 sp	175	250	5,8	4	0,57	125 4	10	3,6	195 16	16	9,2	500 16
GFT 32	130	250	5,2	4	0,78	125 4	10	4,8	195 16	16	12,2	500 16
OC 831	360³)	1000	3,6	—	—	—	2,5	1,8	780 4	4	4,5	1000 8
AC 124	400	800	5	1,25	0,13	250 2	3,1	1,6	780 4	5	4	1000 8

¹) ohne Kühlschelle. ²) 0,5 V Kollektorrestspannung berücksichtigt. ³) Kühlfläche 16 cm², T_a = 45 °C.

Schaltungen), oder will man nicht zwei getrennte Batterien verwenden, kann man den Lautsprecher über einen Elko an jeden beliebigen Punkt des Gerätes legen, der Nullpotential besitzt.

Ansteuerung der Endstufe

Transformatorloser NF-Verstärker

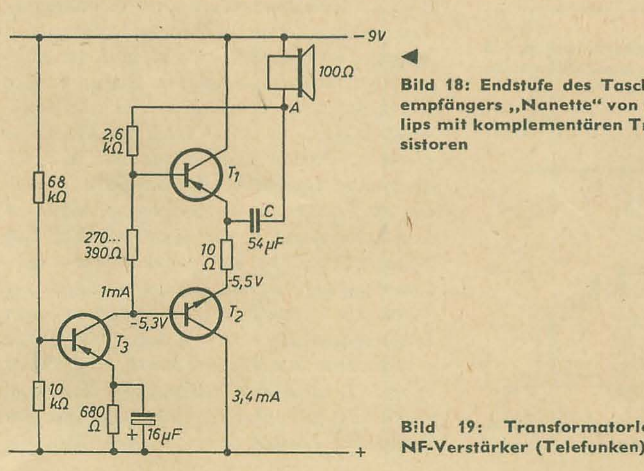
Da die eisenlose Endstufe den Wegfall des Ausgangstransformators ermöglicht, wird man selbstverständlich auch versuchen, ohne Treibertransformator auszukommen.

Die niedrigen Eingangswiderstände der Endstufentransistoren in Emitterschaltung ermöglichen normalerweise nicht, daß vom Treibertransistor die notwendige Steuerleistung aufgebracht wird.

Die Kollektorschaltung besitzt hohe Eingangswiderstände. Sind beide Transistoren vom gleichen Typ (npn- oder pnp-Typ), kann der Treibertransistor die beiden gegenphasigen Wechselspannungen zur Ansteuerung in der benötigten Größe nicht erzeugen, da die Endstufentransistoren dann keine Spannungsverstärkung besitzen. In der letzten Zeit ist eine Schaltung mit komplementären Transistoren bekannt geworden [11]. Bild 18 zeigt die Schaltung der Endstufe des Philips-Gerätes „Nanette". Die Endtransistoren arbeiten in B-Betrieb. Wird das Potential an der Basis von T_2 zur positiven Seite hin verschoben, öffnet der Transistor und schließt bei negativerem Potential. T_1 reagiert entgegengesetzt. Die Halbwelle, die den Kollektorstrom des Treibers erhöht, öffnet T_2; die Halbwelle, die den Kollektorstrom senkt, öffnet T_1. Über den Kondensator C liegt ohne Aussteuerung eine Gleichspannung von 3,5 V. Diese Spannung bleibt oberhalb der unteren Grenzfrequenz bestehen, so daß am Punkt A der Batteriespannung eine Wechselspannung mit dem Spitzenwert von 3 V überlagert ist. Hier ist der Kollektorwiderstand des Treibertransistors angeschlossen. Die Speisespannung für den Treiber führt also Wechselspannung; diese Schaltungsanordnung bewirkt eine Rückkopplung.

Spielt der Aufwand keine Rolle, besteht die Möglichkeit, durch zusätzliche Transistoren die Eingangswiderstände der Endtransistoren zu erhöhen. Bild 19 zeigt eine entsprechende Schaltung von Telefunken. Die Transistoren T_2 und T_3 bzw. T_4 und T_5 ergeben die sog. Emitter-Folge-Schaltung. Sie hat den Vorteil, daß die beiden Transistoren so zusammengeschaltet werden, daß ein neues Verstärkerelement mit drei Anschlüssen entsteht. Der vorgeschaltete Transistor braucht nicht die Verlustleistung des Endtransistors zu besitzen.

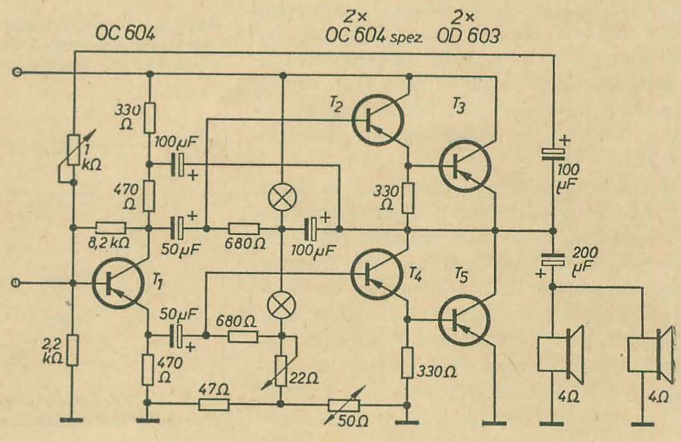
Bezeichnet man die Parameter der Zusammenschaltung mit dem Index ‴, die des ersten



◄ **Bild 18: Endstufe des Taschenempfängers „Nanette" von Philips mit komplementären Transistoren**



► **Bild 19: Transformatorloser NF-Verstärker (Telefunken)**



Transistors mit ′ und des zweiten Transistors mit ″, ergeben sich für die neuen Parameter folgende Näherungsgleichungen (Fehler < 2%):

$$h_{11}''' = h_{11}' + h_{11}'' + h_{11}'' \cdot h_{21}'$$
$$h_{12}''' = h_{12}' + h_{12}'' + h_{11}'' \cdot h_{22}'$$
$$h_{21}''' = h_{21}' + h_{21}'' + h_{21}'' \cdot h_{21}'$$
$$h_{22}''' = h_{22}' + h_{22}'' + h_{22}' \cdot h_{21}''$$

Die gezeigte Schaltung ist aufwendig, da der Treibertransformator durch zwei Transistoren ersetzt wird und wenn man in Rechnung setzt, daß die Abwärtstransformation des Treibertransformators dem Verstärkungsrückgang des Phasenumkehrtransistors gegenüber dem Treibertransistor entspricht.
Die Schaltung arbeitet mit 24 V und in AB-Betrieb. Wegen der großen Batteriespannung sind größere thermische Stabilisierungsmaßnahmen notwendig.

Endstufen mit Treibertransformator

Bei Verwendung eines Treibertransformators ergeben sich verschiedene Ansteuerungsmöglichkeiten. Für die Auslegung des Basisteilers ist die Schaltung nach Bild 20 günstig. Die Teilerwiderstände liegen zwar nicht mit im Basisstromkreis, bringen jedoch keinen größeren Verstärkungsverlust. Nachteilig an dieser Schaltung ist, daß T_1 in Kollektorschaltung und T_2 in Emitterschaltung arbeiten. Dazu benötigt man einen Treibertransformator mit ungleichen Sekundärwicklungen. Da der Stromverstärkungsfaktor in die Auslegung mit eingeht, kann der Transformator nur für bestimmte Stromverstärkungsfaktoren und ein bestimmtes R_L festgelegt werden.

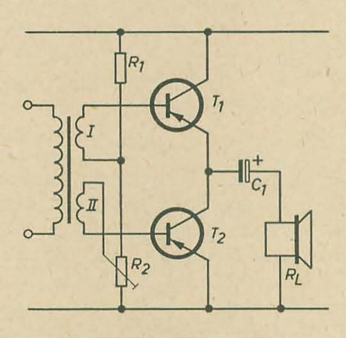


Bild 20: Schaltung einer Endstufe, in der T_1 in Kollektor- und T_2 in Emitterschaltung arbeiten

Es ist besser, beide Transistoren in Emitterschaltung zu betreiben. Um das zu erreichen, kann man Elektrolytkondensatoren von den Wicklungsenden der Sekundärwicklung, die der jeweiligen Basis gegenüberliegt, zum Emitter schalten. Eine kleine Unsymmetrie tritt noch auf, da der Verbindungspunkt der Wicklung mit R_1 und R_2 Ausgangswechselspannung führt. Schaltet man eine Drossel zwischen Basisteiler und Transformatorwicklung (Bild 21), ist völlige Symmetrie hergestellt.
Nimmt man eine Gegenkopplung in Kauf, können die relativ teuren Elektrolytkondensatoren und die Drossel entfallen (Bild 22). Da die Wicklungswiderstände der Transformatoren in die Größenordnungen der Fußpunktwiderstände des Basisteilers fallen, kann dieser Widerstand durch den Wicklungswiderstand ersetzt werden. Bild 23 zeigt die entsprechende Schaltung. Dadurch entsteht eine stärkere Gegenkopplung mit einem

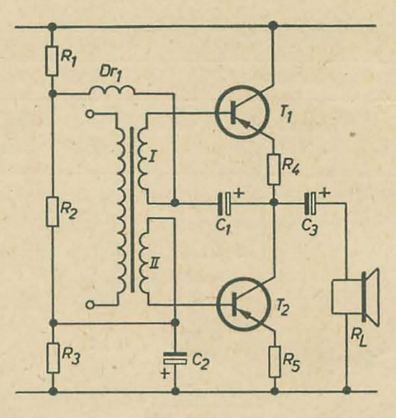


Bild 21: Gegenkopplungsfreie Ansteuerung einer eisenlosen Endstufe, in der beide Transistoren in Emitterschaltung arbeiten

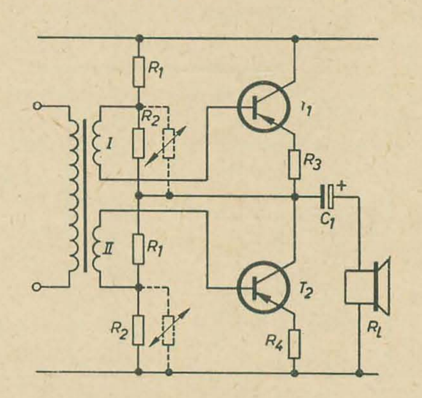


Bild 22: Vereinfachte Lösung zur Ansteuerung einer eisenlosen Endstufe

weiteren Verstärkungsverlust, jedoch mit einer Verringerung des Klirrfaktors.
Will man diesen Verstärkungsverlust vermeiden, läßt sich die Schaltung nach Bild 22 oder Bild 23 verändern, indem Drosseln in die beiden Basisteiler gelegt werden (Bild 24).
Die Größen der Basisteilerwiderstände bestimmen den Ruhestrom, dessen Einfluß auf den Klirrfaktor Bild 25 entnommen werden kann. Die dargestellten Kurven sind an einer

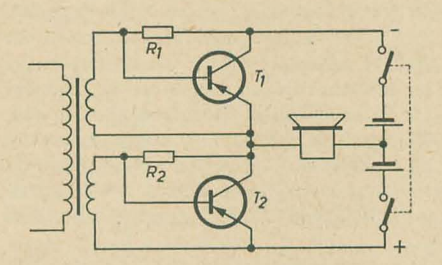


Bild 23: Ansteuerungsmöglichkeit, bei der die Wicklungswiderstände des Treibertransformators einen Teil der Basisteiler bilden

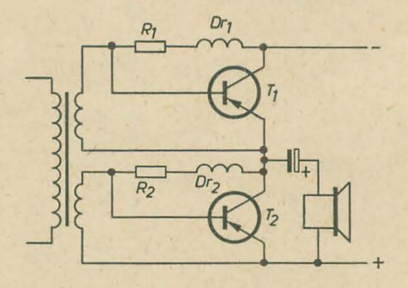


Bild 24: Vereinfachte gegenkopplungsfreie Ansteuerung einer eisenlosen Endstufe

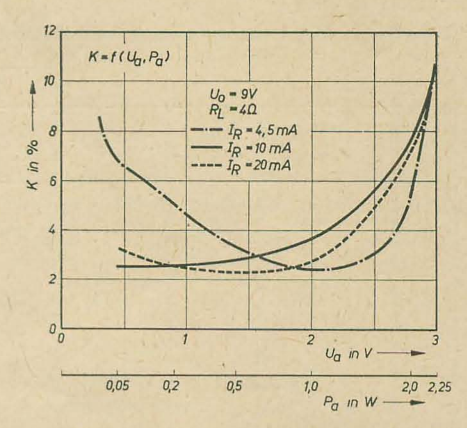


Bild 25: Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Aussteuerung und dem Ruhestrom einer eisenlosen B-Endstufe mit 2-OC 831 und 2 W Nennleistung

Endstufe mit 2-OC 831 bei 9 V Batteriespannung und einem Lautsprecherwiderstand von 4 Ω gemessen worden. Der Anstieg des Klirrfaktors bei kleinem Ruhestrom und bei kleinen Leistungen ergibt sich durch den mangelhaften Übergang der Aussteuerung von einem zum anderen Transistor.

Thermische Stabilität

An jedem Transistor in der eisenlosen Endstufe liegt die halbe Speisespannung, sie arbeitet jedoch nicht nach dem „Prinzip der halben Speisespannung". Darunter wird eine Schaltungsanordnung verstanden, in der mindestens die halbe Speisespannung an einem ohmschen Widerstand in der Kollektorzuleitung abfällt. Unter diesen Bedingungen verringert sich die Verlustleistung des Transistors, wenn sich durch Temperaturanstieg der Kollektorstrom erhöht.
Um eine thermische Stabilität zu erreichen, ergeben sich prinzipiell zwei Möglichkeiten:

1. temperaturabhängige Widerstände im Basisteiler,
2. ohmsche Widerstände in der Emitterleitung.

Da die Außenwiderstände bei der eisenlosen Endstufe recht niedrig liegen, verwendet man nur ungern Emitterwiderstände, da sie effektiv die Batteriespannung verkleinern und eine Gegenkopplung darstellen. Will man diese Gegenkopplung vermeiden, wären große Kapazitäten den Emitterwiderständen parallel zu schalten; deshalb wird im allgemeinen darauf verzichtet. Es können Heißleiter in den Fußpunktwiderstand des Basisteilers gelegt werden. Da Heißleiter eine lineare Abhängigkeit von der Temperatur besitzen, der Emitterstrom hingegen exponentiell ansteigt, muß der Heißleiter gut ausgewählt werden. Stehen Dioden mit kleinem Durchlaßwiderstand zur Verfügung, können sie mit Vorteil die Heißleiter ersetzen. Dioden und Transistoren besitzen die gleiche Temperaturcharakteristik.
Da im Normalfall die Gleichspannungen an den Transistoren in der eisenlosen Endstufe geringer sind als bei der Transformator-Gegentaktschaltung, wurden Untersuchungen zur thermischen Stabilität an 2-OC 821 bei einer Batteriespannung von 6 V durchgeführt. Für verschiedene Ruheströme bei $T_a = 20\,°C$ ist $I_R = f(T)$ im Bild 26 aufgetragen. Daraus ist ersichtlich, daß unter diesen Bedingungen eine thermische Zerstörung auch ohne Stabilisie-

rungsmaßnahmen bis Temperaturen von 50 °C nicht zu befürchten ist. Wählt man höhere Batteriespannungen und (oder) höhere Ruheströme, sind Untersuchungen notwendig, ob auf Stabilisierungsmaßnahmen verzichtet werden kann.

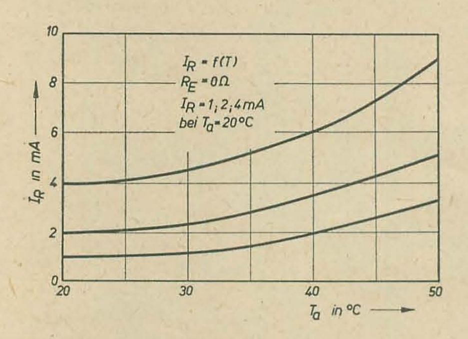


Bild 26: Temperaturabhängigkeit des Ruhestromes einer eisenlosen Endstufe mit 2-OC 821 bei 6 V Betriebsspannung ohne Aussteuerung und ohne Stabilisierungsmaßnahmen

Gesichtspunkte für die Verwendung der eisenlosen Endstufe bei Transistorempfängern

Im Gegensatz zu Röhrenendstufen spielen für die Anwendung der eisenlosen Endstufe in Transistorgeräten auch elektrische Gesichtspunkte eine Rolle. Ist die gewählte Batteriespannung kleiner als die kritische, können die Transistoren in einer Transformator-B-Endstufe mehr Wechselstromleistung abgeben. Dies sei an einem Beispiel erklärt. In einer eisenlosen Endstufe kann ein Pärchen 2-OC 825 ohne Kühlschelle bei 9 V eine Wechselstromleistung von 160 mW abgeben. Mit Ausgangstransformator werden bei einem transformierten Lautsprecherwiderstand von 65 Ω, entsprechend Gl. (28), 550 mW Ausgangsleistung — von der die Transformatorverluste abzuziehen sind — erzeugt.

Transistorendstufen arbeiten in der Regel in Gegentaktschaltungen. Daher darf die eisenlose Endstufe in einer ökonomischen Betrachtung nicht der Eintakt-A-Schaltung gegenübergestellt werden. Es sei vorausgesetzt, daß von der eisenlosen Endstufe die benötigte Ausgangsleistung erzeugt wird, ohne daß der Transistor mit höherer Verlustleistung gewählt werden muß; dann ergibt sich eine eindeutige Einsparung. Zusätzlich werden benötigt ein oder zwei Widerstände im Basisteiler und bei einpoligem Ein-Aus-Schalter ein Elektrolytkondensator. Dafür kann der Ausgangstransformator entfallen (die Preise der Lautsprecher können als gleich hoch angesehen werden). Bei Reiseempfängern bringen der Fortfall des Transformatorvolumens und des Gewichts weitere Vorteile.

Aus diesen Gründen wird die eisenlose Endstufe in Batterie- und Taschenempfängern immer häufiger angewandt. Bei Transistorautosupern ergeben sich Schwierigkeiten, wenn eine Umschaltung von 6 auf 12 V vorgesehen werden soll.

Literatur

[1] J. Rodrigues de Miranda: Niederfrequenzverstärker mit direktgekoppeltem Lautsprecher; radio und fernsehen 5 (1958) S. 141 bis 145

[2] W. Aschermann: Transformatorlose Gegentaktschaltung; Funktechnik 9 (1956) S. 240 bis 244 (Weitere Literaturangaben, vor allem der amerikanischen Literatur)

[3] Klaus Dannowski: Eisenlose Endstufen mit Transistoren; radio und fernsehen 17 (1960) S. 547 bis 549 und 18 (1960) S. 590 bis 592

[4] H. Jancke: Die eisenlose Endstufe und ihre Anwendung; radio und fernsehen 18 (1962) S. 574 bis 577 (Weitere Literaturangaben)

[5] Eisenlose Endstufen in ausländischen Transistorempfängern: Funktechnik 21 (1961) S. 781 u. 782

[6] H. Krumm: Die eisenlose Endstufe in einer neuen Betrachtungsweise; Funktechnik 21 (1956) S. 636 (Weitere Literaturangaben)

[7] W. Aschermann: Vereinfachte transformatorlose Gegentaktschaltung; Funktechnik 23 (1956) S. 682

[8] Ing. G. Kuckelt: Moderne 10- und 20-W-Normverstärker aus der ČSR; radio und fernsehen 5 (1958) S. 146 u. 147

[9] 15-W-Mischverstärker mit PPP-Endstufe; Funktechnik 22 (1957) S. 756

[10] Transformatorlose Gegentaktverstärker zum Selbstbau; Funktechnik 19 (1959) S. 716

[11] H. Bahr: „Nanette" — der kleinste UKW-Taschenempfänger; Funktechnik 19 (1962) S. 651 bis 652

Die Anwendung von Kaltkatodenröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Zeitanzeige

Ing. WINFRIED MÜLLER und Dipl.-Ing. JOACHIM KULLMANN

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Einleitung

Das vorliegende Demonstrationsmodell einer elektronischen Uhr, das auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1962 gezeigt wurde, soll einige Anwendungsmöglichkeiten von Kaltkatodenröhren im Zusammenhang mit einem umfangreicheren Gerät zeigen. Die verwendeten Röhrentypen werden wie folgt eingesetzt:

a) Kaltkatodenrelaisröhre Z 860 X in elektronischen Ringzählschaltungen,
b) Kaltkatodenrelaisröhre Z 5823 als Impulsübertragerstufe für den dezimalen und sexagesimalen Impulsübertrag sowie als Impulsverstärker,
c) dekadische Zählröhre Z 562 S mit kalter Katode als Frequenzuntersetzer,
d) Ziffernanzeigeröhre Z 560 M für die digitale Uhrzeitanzeige.

Die eingesetzten Röhrentypen zeigt Bild 1, während die Bilder 2 und 3 eine Ansicht des Äußeren und Inneren des Gerätes geben.

Aufbau und Funktion des Gerätes

Der Netzfrequenzuntersetzer

Es wurde zur Aufgabe gestellt, die Uhrzeit, bis in Sekunden unterteilt, digital anzuzeigen. Die Genauigkeit einer elektronischen Uhr ist selbstverständlich von der Frequenzkonstanz des Steuergenerators abhängig. Da es sich, wie bereits erwähnt, um ein Demonstrationsgerät handelt, brauchten die Genauigkeitsanforderungen nicht sehr groß zu sein. Daher wurde die Sekundenzeitbasis aus der Netzfrequenz durch eine Frequenzuntersetzung 50 : 1 abgeleitet. Die Frequenzuntersetzung erfolgt durch zwei dekadische Zählröhren Z 562 S mit den dazugehörigen Koppelstufen (s. Bild 4).

Die dekadische Zählröhre $Rö_1$ wird mit einem sinusförmigen 50-Hz-Signal angesteuert. Am Spannungsteiler R_1, R_2 fällt die zwischen 40 und 70 V_{eff} liegende Signalspannung ab. Aus dem Spannungsteiler R_3, R_4 wird die positive Vorspannung für die Hilfskatodengruppen von etwa +10 V entnommen. Diese „Lockspannung" und das durch C_2 etwas phasenverschobene Sinussignal schalten mit jeder negativen Halbwelle der Netzwechselspannung die Entladung in $Rö_1$ von einer Hauptkatode über die Hilfskatoden zur nächsten Hauptkatode weiter. Da zehn Hauptkatoden vorhanden sind, entsteht demzufolge über dem Katodenwiderstand R_7 eine Impulsfolgefrequenz von 5 Hz. Die Impulsamplitude beträgt ungefähr 35 V. Für die dekadische Zählröhre $Rö_3$ liegt nun der Fall der impulsförmigen Ansteuerung vor, der eine Impulsamplitude von 100 V verlangt. Aus diesem Grund muß das Ausgangssignal von $Rö_1$ verstärkt werden. Das Problem wurde mit der Kaltkatodenrelaisröhre Z 5823 ($Rö_2$) gelöst

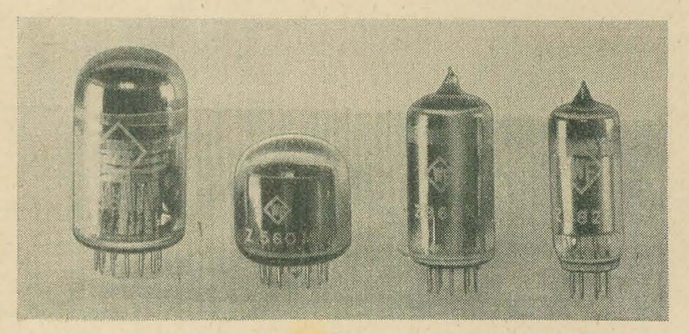




Bild 1: Diese Röhren wurden in dem Zeitmeßgerät mit digitaler Zeitanzeige verwendet

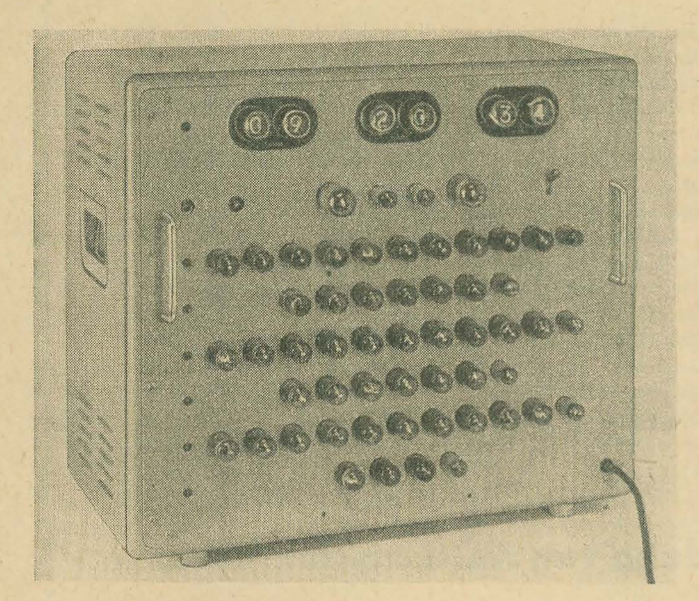


Bild 2: Ansicht des Zeitmeßgerätes

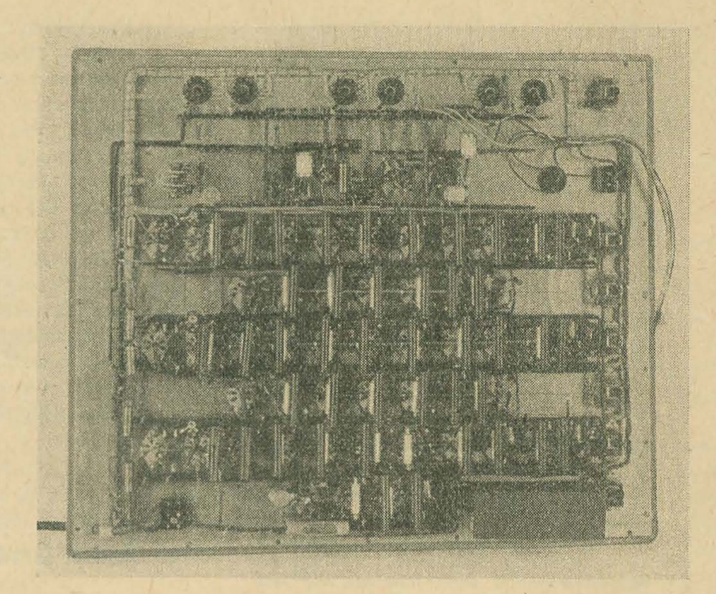


Bild 3: Innenansicht des Zeitmeßgerätes

Addiert sich zu der mit R_9 eingestellten Vorspannung der über C_3 gelangende Ausgangsimpuls von $Rö_1$, so zündet die Starterstrecke von $Rö_2$. Dadurch wird die mit dem Netzwerk R_9, R_{10} und C_4 bestimmte impulsförmige Hauptentladung in $Rö_2$ ausgelöst. Über R_{10} entsteht ein negativer Impuls von etwa 100 V, der die Entladung in der dekadischen Zählröhre $Rö_3$ von Katode zu Katode weiterleitet. Um am Ausgang dieser $Rö_3$ die 1-Hz-Impulsfolge zu erhalten, müssen die Katoden 5 und 0 auf den Katodenwiderstand R_{11} gemeinsam geschaltet werden, da $Rö_3$ mit 5 Hz angesteuert wird. Über R_{11} entsteht eine Impulsspannung von etwa 50 V. Diese 1-Hz-Impulsfolge gelangt auf eine weitere Impulsstufe mit der Kaltkatodenrelaisröhre Z 5823 ($Rö_4$), die wie $Rö_2$ als Impulsverstärker arbeitet. Diese Stufe ist jedoch anders ausgelegt als bei $Rö_2$. Nachdem bei $Rö_4$ die Starterstrecke ausgelöst wurde, entlädt sich C_5 über die Röhre. Im Katodenkreis entsteht das gewünschte Impulssignal, das aus weiter unten angeführten Gründen in zwei verschiedenen Amplituden zur Verfügung stehen muß. Über R_{13} und R_{14} liegt die volle Impulsamplitude von etwa 100 V_s, während zur gleichen Zeit über R_{14} ein Impuls von etwa 30 V_s entsteht. In den Impulspausen lädt sich C_5 über R_{12} auf die Betriebsspannung für $Rö_4$ auf, die dem Spannungsteiler R_{15}, R_{16} entnommen wird.
Damit stehen über den Widerständen R_{13} + R_{14} und R_{14} die 1-Hz-Impulse in gewünschter Amplitude als Zeitbasis für die Steuerung der Uhr zur Verfügung.

Aufbau der Zählketten und Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhren

Das vom Netzfrequenzuntersetzer gelieferte 1-Hz-Signal bedingt eine sinnvolle Anwendung von Zählringen in der Weise, daß mit ihnen die 1-Hz-Impulse gezählt und zur Zeitdarstellung ausgewertet werden können. Demnach werden abwechselnd zehn- und sechsstufige Ringzählschaltungen verwendet. Lediglich die letzte Zählkette besteht aus drei Stufen (Stundenzehner).
Die Bedeutung und die Funktion der Zählketten untereinander sind anschaulich aus Bild 5 zu ersehen.

Die dekadischen Ringzähler zählen jeweils von null bis neun. Beim Eintreffen eines zehnten Impulses beginnen sie wieder von vorn zu zählen. Gleichzeitig wird aber der zehnte Impuls auf eine sexagesimale Zählkette übertragen. Diese zeigt folglich die Anzahl der Durchzählungen der vorhergehenden Kette an. Ebenso verhält es sich bei einer nun wieder folgenden dekadischen Zählkette.
Die Sekunden- bzw. Minutenzählketten zählen folglich bis 59 Sekunden bzw. Minuten. Die 60. Sekunde oder Minute findet somit keine direkte digitale Darstellung, sondern wird logischerweise in der nächsthöheren Form als Minute bzw. Stunde angezeigt.
Die bereits mehrfach erwähnte digitale Zeitanzeige erfolgt durch sechs Kaltkatodenziffernanzeigeröhren Z 560 M. Jeweils eine Ziffernanzeigeröhre ist einer bestimmten Zählkette zugeordnet. Die Ziffern innerhalb dieser Röhre werden durch die einzelnen Stufen der jeweiligen Zählkette angesteuert.

Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M

Der elektrische Aufbau der Zählketten ist hier etwas anders als gewöhnlich gestaltet, da die unterschiedlichen mittleren Ströme der verwendeten Röhren Z 560 M (I_k = 1,5 ··· 3 mA) und Z 860 X (I_a = 10 ··· 40 mA) eine direkte Reihenschaltung dieser Bauelemente ausschloß.

Die Lösung dieses Problems bot sich mit der Kaltkatodenrelaisröhre Z 860 X an, die zwei identische Starter besitzt. Während der eine Starter wie üblich zur Zündung der Röhre dient, wird mit Hilfe des anderen die Startervorspannung für die nächstfolgende Röhre erzeugt. Der in das Plasma eintauchende zweite Starter wirkt als Sonde und nimmt folglich, bezogen auf die Katode, das hier herrschende Potential an. Es beträgt etwa U_{S_0} = 85 V und reicht somit als Vorspannung für die nächste Röhre aus. Durch einen hochohmigen Widerstand R_{S_0} wird gewährleistet, daß nach Löschung der Röhre am Starter kein undefiniertes Potential erhalten bleibt.
Durch diese Schaltungsvariante entfällt die Herleitung der Vorspannung durch den Spannungsabfall am Katodenwiderstand der gezündeten Röhre [s. radio und fernsehen 17 (1962) S. 544—547].
Der Katodenwiderstand mit parallelgeschaltetem Kondensator garantiert üblicherweise die sichere Löschung der vorhergehenden Stufe. Diese RC-Kombination kann nun mit gleicher Funktion in die Anodenzuleitungen der einzelnen Röhren Z 860 X verlegt werden (Bild 6).
Für die einwandfreie Löschung der vorhergehenden Relaisröhren ist somit der gemeinsame Vorwiderstand R_{VaI} sowie die R_a-C_a-Kombination zuständig.

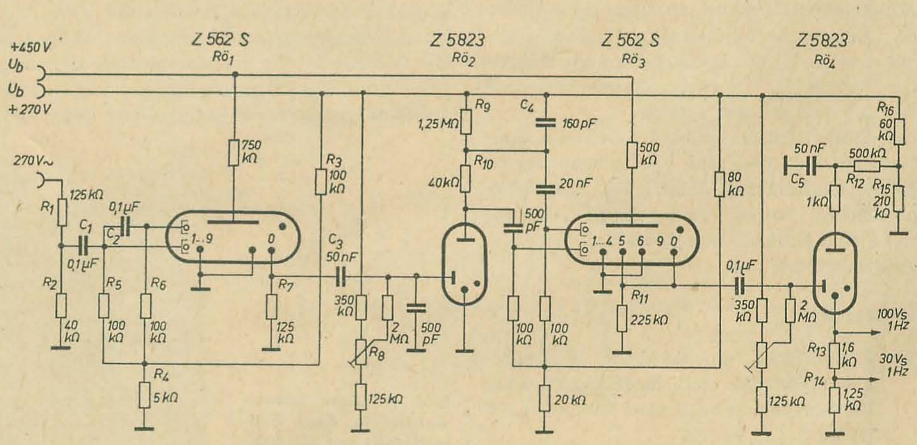


Bild 4: Netzfrequenzuntersetzer

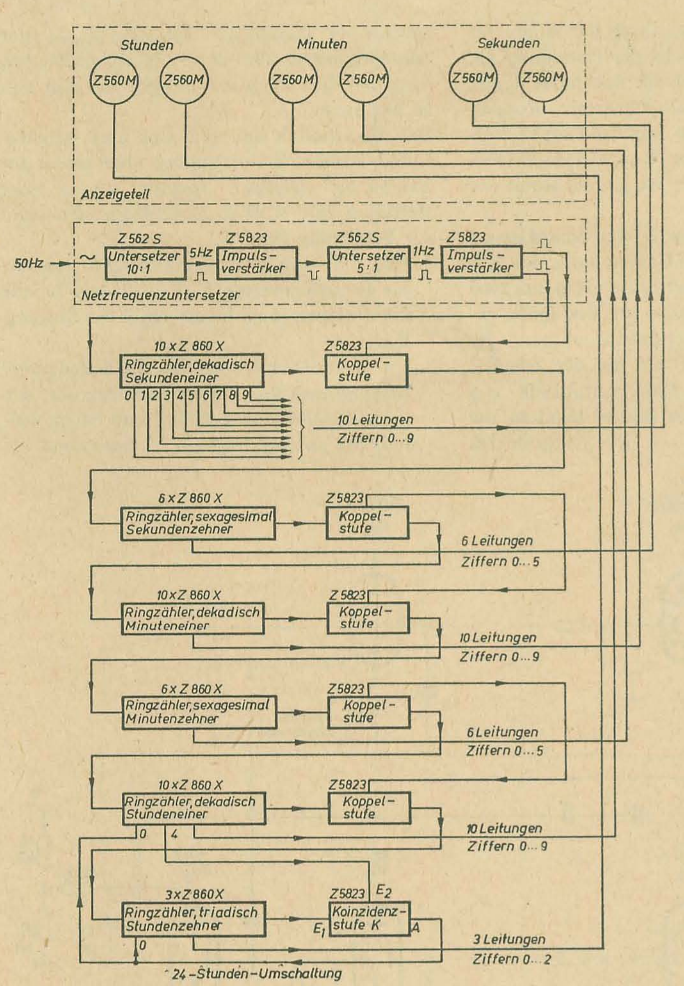


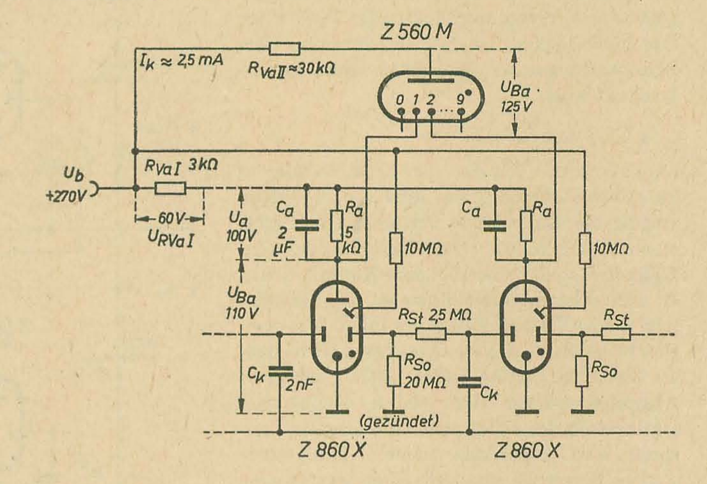
Bild 5: Blockschaltbild der elektronischen Uhr

aus dem Netzfrequenzuntersetzer. Sämtliche anderen Zählketten erhalten ihre Steuerimpulse dagegen aus den Koppelstufen der jeweils vorhergehenden Zählkette (s. a. Bild 5). Zünden wird in den Zählketten aber nur die Röhre, die durch die vorhergehende Röhre die entsprechende Vorspannung erhält. Das trifft auch für die Impulsübertragerstufen (Z 5823) der Zählketten zu (Bild 7). Diese erhalten ihre Vorspannung aus einem aufgeteilten Sondenwiderstand $R_{So\,I,\,II,\,III}$, da die Startervorspannung für diesen Typ maximal nur 70 V betragen darf. Mit Hilfe des Potentiometers $R_{So\,II}$ ist dieser Wert gut einstellbar.

Dioden in der Rückführungsleitung für die Vorspannung

Zur Funktion der Zählringe ist es notwendig (Bild 7), daß die letzte Röhre n eines Ringes

Bild 6: Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhren (Schaltungsauszug) ▼



Die Größe der Widerstände $R_a + R_{Va\,I}$ bestimmt den gewählten mittleren Strom I_a durch eine der Relaisröhren bei der Betriebsspannung U_b:

$$R_a + R_{Va\,I} = \frac{U_b - U_{Ba}}{I_a}$$

$$R_a + R_{Va\,I} = \frac{270 - 110\ \text{V}}{20 \cdot 10^{-3}\ \text{A}} = 8\ \text{k}\Omega$$

$R_{Va\,I}$ wurde mit 3 kΩ als ausreichend befunden, da der beim Zünden einer Relaisröhre an ihm zusätzlich auftretende Spannungsabfall in Zusammenhang mit C_a groß genug ist, um die Brennspannung der vorhergehenden Röhre reichlich zu unterschreiten, damit diese verlischt. Um, nachdem $Rö_1$ verloschen ist, ein Wiederzünden durch noch vorhandene Ladungsträger zu verhindern, ist es notwendig, die rasch ansteigende Anodenspannung für diese Röhre innerhalb der Entionisierungszeit unterhalb der Brennspannung zu halten. Diese Aufgabe wird durch C_a gelöst.

Der durch den Spannungsabfall an R_a aufgeladene Kondensator C_a kann sich nach Verlöschen der Relaisröhre über R_a langsam entladen. Die zulässige Potentialzunahme innerhalb der Entionisierungszeit bestimmt die Größe von C_a. Die Kapazität C_a errechnet sich aus folgender Beziehung:

$$C_a \approx \frac{\tau}{R_a}$$

Durch diese besprochene Schaltungsvariante lassen sich die Katoden der Ziffernanzeigeröhren an die Anoden der Kaltkatodenrelaisröhren anschließen. Die Anodenspannung der Ziffernanzeigeröhren wird diesen über einen

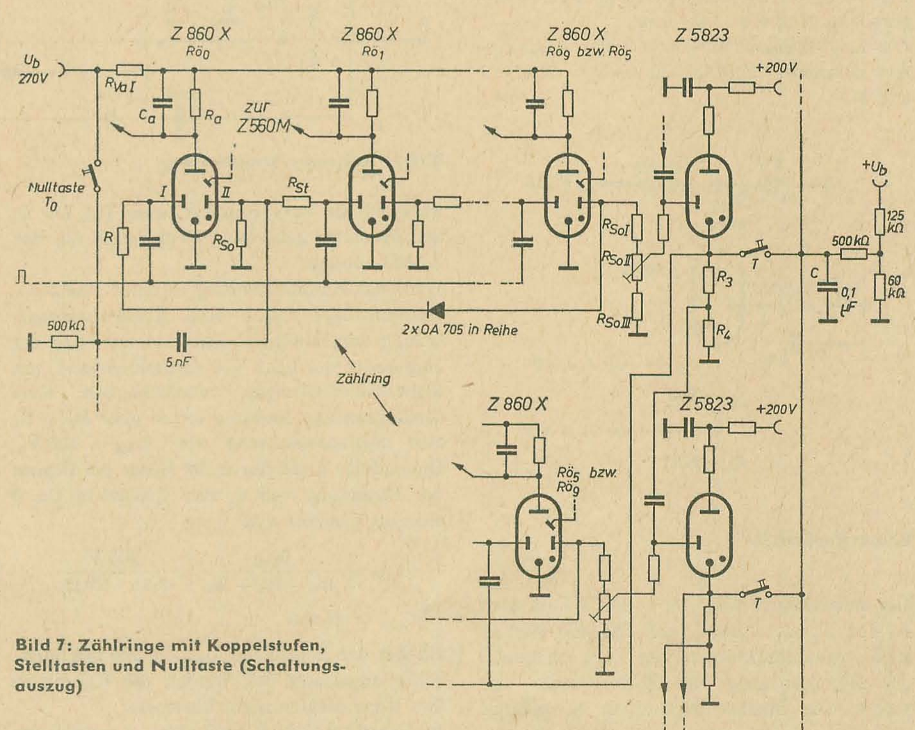


Bild 7: Zählringe mit Koppelstufen, Stelltasten und Nulltaste (Schaltungsauszug)

Vorwiderstand $R_{Va\,II}$ direkt zugeführt. Gemäß Bild 6 ergeben sich für die gezündete Röhre die angegebenen Potentialverhältnisse.

Über die Koppelkondensatoren C_k erhalten sämtliche Röhren einer Zählkette gleichzeitig Steuerimpulse. In der ersten Zählkette (Sekundeneiner) stammen diese Steuerimpulse

die erste Röhre 0 mit einer geeigneten Vorspannung versieht, die das Zünden dieser Röhre beim Eintreffen eines (n + 1)ten Impulses ermöglicht. (Im vorliegenden Fall ist n = 9 bzw. 5.)

Üblicherweise sollte es genügen, die an dem Sondenwiderstand abfallende Vorspannung

der $Rö_9$ bzw. $Rö_5$ über einen Widerstand R (Bild 7) dem Starter der Röhre 0 zuzuführen.
Das führt aber dazu, daß beim nächsten eintreffenden Impuls nicht nur $Rö_1$, sondern unerwünschterweise auch $Rö_9$ bzw. $Rö_5$ zünden können. Dieser Effekt wird durch zwei in Reihe geschaltete Germaniumdioden OA 705 mit resultierendem hohem Sperrwiderstand unterdrückt. Die Dioden liegen in bezug auf die positive Vorspannung, die $Rö_0$ an $Rö_9$ bzw. $Rö_5$ liefert, in Sperrichtung. Die Spannungsunterdrückung ist zwar nicht ideal, da der Sperrwiderstand der Dioden in der Größenordnung des Widerstandes R in der Rückführungsleitung liegt. Die durch R und den Diodensperrwiderstand entstehende Spannungsteilung ist jedoch ausreichend, um ein unerwünschtes Zünden von $Rö_9$ bzw. $Rö_5$ zu verhindern. Für die von $Rö_9$ bzw. $Rö_5$ an $Rö_0$ gelieferte Vorspannung liegen die Dioden in Durchlaßrichtung, so daß die Funktion der Zählschaltungen als Ringzähler nicht beeinträchtigt wird.

Die Koppelstufen

Zündet nach n Impulsen in einer n-stufigen Zählkette Röhre n, dann muß der (n + 1)te Impuls die Koppelstufe auslösen. Diese gibt einen Impuls an die erste Stufe der nächsten Zählkette, so daß hier die erste Röhre brennt. In der vorhergehenden Kette ist dann gleichfalls wieder die erste Röhre gezündet. Aus dem Blockschaltbild (s. Bild 5) ist ersichtlich, daß die Zählkette für die Sekundeneiner mit den Ausgangsimpulsen der letzten Impulsverstärkerstufe des Netzfrequenzuntersetzers gespeist wird. Sämtliche anderen Zählketten werden durch die von den Koppelstufen abgegebenen Impulse gesteuert.
Die Koppelstufen wurden mit der Kaltkatodenrelaisröhre Z 5823 bestückt (Bild 7 und 8).

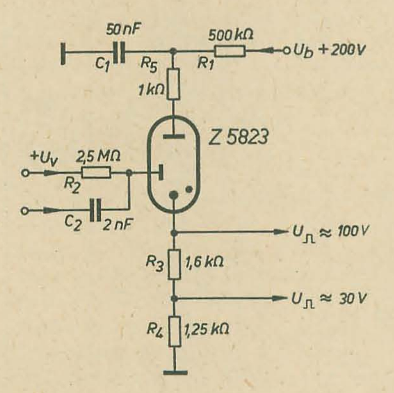


Bild 8: Koppelstufe

Die Betriebsspannung $U_b = 200$ V lädt über R_1 den Kondensator C_1 auf. Die sich einstellende Kondensatorspannung liegt unterhalb der Zündspannung der Hauptstrecke der Röhre. Die Startervorspannung U_v gelangt über R_2 an den Starter und wird aus der Sondenspannung der letzten Stufe der vorhergehenden Zählkette abgeleitet. Treten die Vorspannung U_v und der über C_2 gelangende Impuls gleichzeitig auf [das ist bei der n-stufigen Zählschaltung beim (n + 1)ten Impuls der Fall], so zündet die Starterstrecke. Dadurch zündet die Hauptstrecke, und C_1 entlädt sich über R_5, die Röhre sowie $R_3 + R_4$. Überschreitet die Anodenspannung der Röhre die Brennspannung, so bricht die Entladung ab, da sich C_1 nicht so schnell nachladen kann, weil $R_1 \gg R_5$ ist (selbstlöschende Koppelstufe). Die gewünschten Impulse zum Weiterschalten der hinter der Koppelstufe befindlichen Zählkette werden im Katodenkreis der Z 5823 entnommen.
Da auch der Einsatz der Z 5823 demonstriert werden sollte, war die Unterteilung des Katodenwiderstandes dieser Stufe nötig, um zwei verschieden große Impulse zur Verfügung zuhaben. Denn die Starterzündspannung der Z 5823 beträgt ≈ 85 V und die der Z 860 X ungefähr 160 V. Die Impulsamplitude von 100 V (über $R_3 + R_4$ im Bild 8) dient so zur Zündung der Z 860 X in den Ringzählern, während die 30-V-Impulse (über R_4) die zu der Zählkette gehörende Koppelstufe mit der Z 5823 zünden.
Wird die Hauptentladung in einer Kaltkatodenrelaisröhre durch eine Kondensatorentladung dargestellt, ist eine Untersuchung des Impulsstromes bei t = 0 empfehlenswert, um Röhrenüberlastungen auszuschließen. Eine oszillografische Messung ergab über $R_3 + R_4$ eine Spitzenspannung von $\hat{u}_{(to)} = 135\ V_s$. Demzufolge fließt durch die Röhre bei Beginn der Entladung von C_1 zum Zeitpunkt t = 0 ein Spitzenstrom von

$$\hat{\imath}_{(to)} = \frac{\hat{u}_{(to)}}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{135\ \text{V}}{3{,}85 \cdot 10^3\ \Omega}$$

$$\hat{\imath}_{(to)} = 35\ \text{mA}$$

Da bei der Z 5823 ein $\hat{\imath}_{a\max} = 100$ mA kurzzeitig zugelassen ist, werden die Röhren in den Koppelstufen nicht überlastet.
Im Blockschaltbild nach Bild 5 wurde der Übersichtlichkeit halber von den Ausgängen der Koppelstufen nur eine Impulsleitung eingetragen.

Die 24-Stunden-Umschaltung

Gemäß der Konzeption dieser Uhr werden die Sekunden zu Minuten und Stunden zusammengezählt. Da es sich hier um hintereinander geschaltete Zählketten handelt, würde der Zählvorgang bis 29 h 59′ 59″ fortschreiten, um dann bei dem nächsten Impuls von null neu zu beginnen.
Das Umschalten auf null Uhr muß entsprechend unserer Zeiteinteilung aber schon um 23 h 59′ 59″ erfolgen. Hierfür stehen zwei Kriterien zum Aufbau einer Koinzidenzstufe zur Verfügung (Bild 9).

1. $Rö_2$ des Stundenzehnerzählringes hält für die Koinzidenzstufe K (Z 5823) seit 20 Uhr die Vorspannung bereit (Bild 5, Eingang E_1).
2. Im Katodenkreis der $Rö_4$ (Stundeneiner) befindet sich ein Impulstransformator, der beim Zünden dieser Röhre mit einem Impuls die an $Rö_K$ liegende Vorspannung zur Zündspannung ergänzt (s. Bild 5, Eingang E_2).

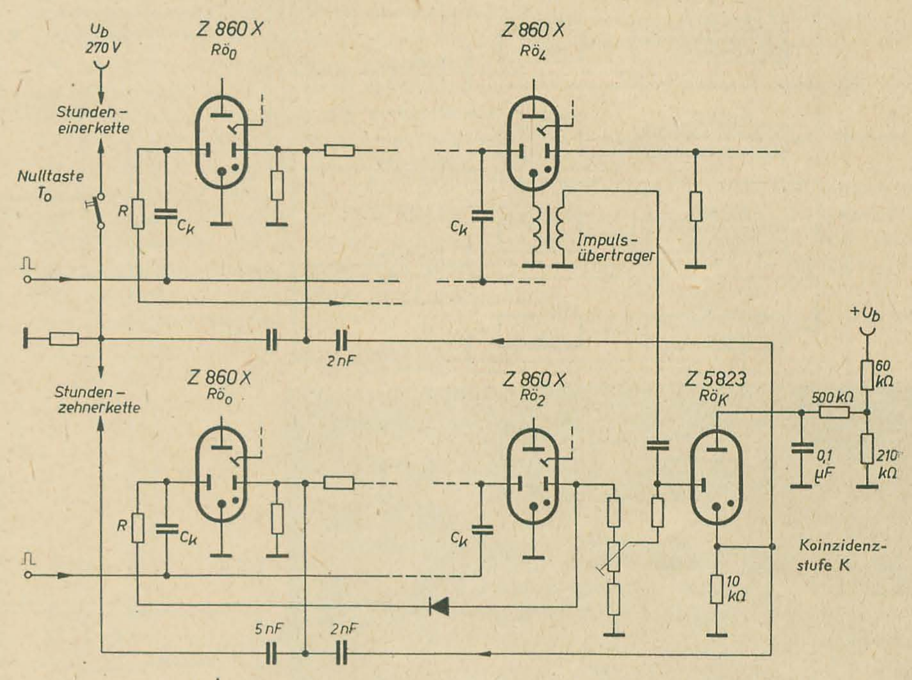


Bild 9: 24-Stunden-Umschaltung

Die als selbstlöschende Stufe ausgebildete Koinzidenzstufe gibt in diesem Moment über ihren Katodenwiderstand am Ausgang A Impulse an die Starter II der Röhren 0 der eben angeführten Zählringe. Dadurch zünden in der Stundeneiner- und Stundenzehnerkette die Röhren 0, während dabei $Rö_4$ (Stundeneiner) und $Rö_2$ (Stundenzehner) automatisch erlöschen. In den übrigen Ketten werden logischerweise sowieso die Röhren 0 gezündet, so daß insgesamt die Uhr von 23 h 59′ 59″ auf 00 h 00′ 00″ umschaltet.

Stell- und Korrekturmöglichkeiten

Zur Inbetriebnahme der Uhr ist es notwendig, in jeder Kette eine Röhre zu zünden, da die 1-Hz-Amplitude ohne Existenz der Vorspannung dies nicht vermag. Hierfür ist eine Nulltaste T_0 vorgesehen.
Über Koppelkapazitäten wird den Startern II ein positiver Impuls, der der Zündspannung dieser Elektrode entspricht, zugeführt. Durch Drücken dieser Taste zünden in allen Zählketten die Röhren 0; die Uhr zeigt somit 00 h 00′ 00″. Das „Stellen“ der Uhr erfolgt über Stelltasten T, die jedem Zählring zugeordnet sind (Bild 7).

Die Zählketten erhalten wahlweise durch einen Kellogschalter

a) 1-Hz-Impulse (normaler Betrieb der Uhr),
b) von Hand getastete Impulse, die durch den sich über die Katodenwiderstände $R_3 + R_4$ entladenen Kondensator C zur Verfügung stehen (Bild 7).

Mit diesen Stellmöglichkeiten kann weiterhin die laufende Uhr vorgestellt werden, wenn dies durch Absinken der Netzfrequenz notwendig ist.

Netzteil

Die Betriebsspannung der Dekadenzählröhren wird durch Einweggleichrichtung und ein übliches Siebglied gewonnen. Ein elektronisch stabilisiertes Netzgerät stellt die übrigen Betriebsspannungen zur Verfügung.

Schlußbetrachtung

Der nicht unerhebliche Schaltungs- und Röhrenaufwand rechtfertigt nicht die Verwendung der Netzfrequenz als Zeitbasis, da bei der meist nach unten abweichenden Netzfrequenz Gangungenauigkeiten von einigen Sekunden pro Stunde entstehen können. Wesentlich höhere Genauigkeiten lassen sich ja schon durch einfache mechanische Uhren erreichen.

Die Situation wird jedoch wesentlich günstiger, wenn die Zeitbasis z. B. von einem Quarzgenerator abgeleitet wird. In diesem Fall entsteht eine vollwertige elektronische Quarzuhr mit digitaler Zeitanzeige. Wird das Gerät mit Start-, Stop-, Tor- und Koinzidenzschaltungen kombiniert, entsteht ein vielseitig einsetzbares, digital anzeigendes Zeitmeßgerät bzw. bei rein dekadischem Aufbau ein Zählgerät, dessen Genauigkeit von der des Steuergenerators abhängt. Weiterhin kann die Uhr als Programmsteuergerät eingesetzt werden. Im vorliegenden Fall können dann innerhalb von 24 Stunden in beliebigen Zeitabständen bis herunter zu einer Sekunde Steuerbefehle entnommen werden, was z. B. den exakten Ablauf automatisierter Produktionsvorgänge und umfangreicher Meßprogramme beliebiger Art ermöglicht. — Für besondere Ansprüche können durch entsprechende Schaltungserweiterung auch $^1/_{10}$-Sekunden digital angezeigt werden. Damit liegt die Verwendung des Gerätes als elektronische Stoppuhr nahe. (Ihre Anwendung ist u. a. im Fernsehen denkbar, wo die digital angezeigte Zeit bei Sportereignissen gleichzeitig mit in das übertragene Bild eingeblendet wird.)

Diese angeführten Gedanken sollen die Möglichkeiten des Gerätes zeigen, das in seiner vorliegenden Ausführung ja nur ein Versuchsaufbau zur Demonstration der Anwendung von Kaltkatodenröhren sein soll.

Literatur

[1] Liebendörfer: Ein neuer Kaltkatodenzählring mit direkter Ziffernanzeige; Elektronik 12 (1959)

[2] Eine elektronische Uhr; Elektronik 11 (1961)

[3] Mertwig: Elektronische Synchronschaltuhr mit unmittelbarer Ziffernanzeige; Elektronische Rundschau 5 (1962)

[4] Kullmann: Funktion und Dimensionierung von elektronischen Zählschaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren; radio und fernsehen 17 (1962) S. 544 bis 547

Ein einfaches Nomogramm zum Ohmschen Gesetz

Nomogramme dienen im allgemeinen zur schnelleren und leichteren Auswertung komplizierter Beziehungen. Es gibt viele Nomogramme, die für spezielle Berechnungen angefertigt werden und daher wenig bekannt sind. Darüber hinaus finden Nomogramme Anwendung, die wegen ihrer Übersichtlichkeit weiten Kreisen fast unentbehrlich geworden sind. Hierbei sei nur an das Smith-(Kreis-)Nomogramm erinnert. Daß auch recht einfache Beziehungen wie die Thomsonsche Schwingungsformel als Nomogramm Anwendung finden können, beweist die weit verbreitete „HF-Tapete" [radio und fernsehen 13 (1962) S. 423].

Weniger bekannt dürfte ein Nomogramm sein, welches bei der Anwendung des Ohmschen Gesetzes gute Dienste leistet.

Das abgebildete Nomogramm gestattet die Auswertung der Gleichungen

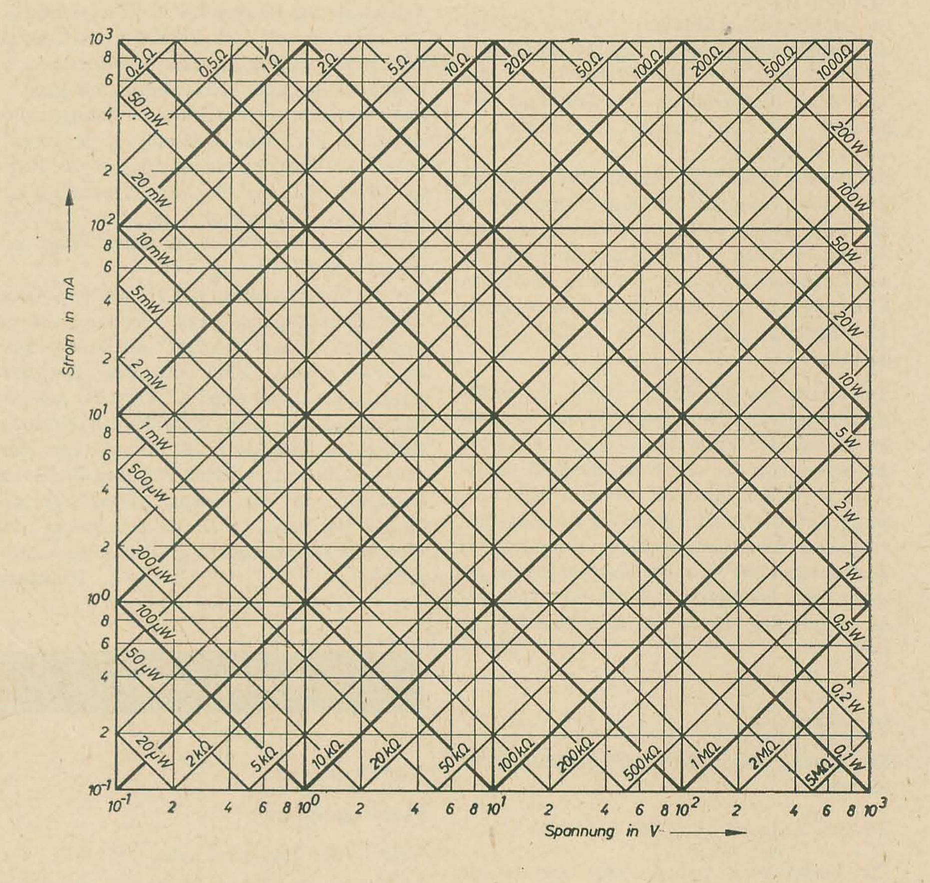
$$U = I \cdot R$$

und

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R$$

In ein handelsübliches Blatt Logarithmenpadier mit doppelt-logarithmischer Teilung (Schäfers Feinpapier, Best.-Nr. 488) lassen sich die angegebenen Geraden ohne Zwischenrechnung eintragen. Bei Bedarf kann man auch einige Geraden besonders kennzeichnen. Dies kann z. B. recht nützlich sein, wenn man oft mit 0,1-W-Widerständen arbeitet und deren Belastung überprüfen will.

An zwei Beispielen soll die Anwendung des Nomogramms gezeigt werden: Zur Berechnung eines Katodenwiderstandes ist die Gittervorspannung $U_g = 2$ V und der Katodenstrom $I_K = 10$ mA gegeben. Gesucht werden die Größe und die Belastbarkeit des Katodenwiderstandes. Im Schnittpunkt der angegebenen Größen von U und I liest man R = 200 Ω und P = 20 mW ab.



Gegeben ist ein Drehwiderstand R = 50 kΩ, P = 0,2 W. Gesucht werden die maximal an den Drehwiderstand anlegbare Spannung und der Höchstwert des Stromes, der durch den Drehwiderstand fließen darf. Im Schnittpunkt der angegebenen Größen liest man U = 100 V und I = 2 mA ab.

Loßack

Referate

P. H. Philipps

Einfluß des Magnetfeldes der Erde auf die Verzerrungen beim Fernsehen

Electronic Engineering 1 (1962) S. 41 und 42

Die Entwicklung nach immer größeren Ablenkwinkeln hin (von ursprünglich 55° auf 70°, 90° und 110° mit Entwicklungstendenz zu noch größeren Winkeln) macht es notwendig, Überlegungen über den Einfluß des Magnetfeldes der Erde auf die Ablenkung von Fernsehbildröhren anzustellen. In dem Beitrag wird gezeigt (leider ohne mathematische Beweisführung), daß die Differenz der Rasterhöhe auf beiden Bildseiten bei der 53-cm-Bildröhre infolge des Erdfeldes 2,4 mm beträgt. (Diesem Wert wurde eine magnetische Feldstärke von 0,434 Oe in vertikaler Richtung zugrunde gelegt.)

Dies ist etwa die Hälfte des zugelassenen Linearitätsfehlers (2%) der als Summe aller Fehler auftreten darf. Der Ablenkfehler durch die horizontale Komponente des Erdfeldes (zumindest auf dem Territorium Großbritanniens) ist geringer.

Der Beitrag untersucht kurz die verschiedenen möglichen Auswirkungen des Erdfeldes auf das Schirmbild, wobei die Orientierung des Gerätes in bezug auf die Himmelsrichtungen eine Rolle spielt. Es ist zu erwarten, daß beim Übergang zur 135°-Ablenkung Fehler durch das Erdfeld eine größere Rolle spielen werden.

Anmerkung des Referenten: Trotz des unbestreitbaren wissenschaftlichen Wertes des Beitrages soll der Praktiker sich davor hüten, die Bedeutung der durch das Erdfeld verursachten Ablenkfehler zu überschätzen. Vorläufig sind die durch Fehler der Ablenkschaltung und des Ablenksystems, einschließlich Justierungsfehler (u. a. der Kissenentzerrungsmagneten), bedingten Ablenkfehler viel störender als die infolge des Magnetfeldes der Erde.

Streng

G. Felkel

Ein neues kleinflächiges Siliziumfotoelement

Siemens-Zeitschrift 7 (1962) S. 548 bis 551

Die Verwendung von Si-Fotoelementen als großflächige Solarzellen zur direkten Umwandlung von Sonnenenergie in elektrische Energie ist seit längerem bekannt. Die Firma Siemens liefert nunmehr auch kleinflächige Si-Fotoelemente (Typen BPY 11 und BP 100) von 2 mm Breite, mit denen lichtempfindliche Abtastsysteme mit hohem Auflösungsvermögen geschaffen werden können, wie sie in lichtgesteuerten Anlagen oder in der Lichtmeßtechnik bei kleinflächigen Lichtquellen Anwendung finden.

Die kleinflächigen Fotoelemente BPY 11 und BP 100 bestehen aus Siliziumscheiben von 0,6 mm Dicke und Kantenlängen von 2 mm × 4,5 mm. In dem n-leitenden Grundmaterial wird auf der einen Seite eine dünne p-leitende Schicht durch Eindiffundieren von Bor erzeugt. Auf die n- und die p-leitende Zone werden Kontakte aus Aluminium- oder Goldfolie aufgebracht, an die 0,2 mm dicke Silberdrähte als Anschlußdrähte angebracht werden. Zum Schutz gegen Verunreinigungen sind die Elemente mit einem lichtdurchlässigen Silikonlack überzogen.

Neben den physikalischen Vorgängen an einem pn-Übergang bei Lichteinfall werden in der Arbeit Anpassungswiderstand, Temperaturverhalten und Grenzfrequenz der Siliziumfotoelemente betrachtet.

Für praktische Anwendungen ist die Kenntnis des Anpassungswiderstandes wichtig. Außer für den Fall maximaler Leistungsabgabe ist dieser bestimmend für die zwischen optischen Eingangs- und elektrischen Ausgangsgrößen bestehenden Beziehungen. Da der Innenwiderstand der Fotoelemente nicht konstant, sondern mit der Beleuchtungsstärke des einfallenden Lichtes veränderlich ist, muß der Arbeitswiderstand kleiner sein als der Anpassungswiderstand bei der größten jeweils vorkommenden Beleuchtungsstärke, wenn zwischen Ausgangs- und Eingangsgrößen Proportionalität bestehen soll. Ist der Arbeitswiderstand z. B. größer als der Anpassungswiderstand, so besteht ein logarithmischer Zusammenhang.

Das Temperaturverhalten der Fotoelemente ist linear. Bestimmend hierfür ist im wesentlichen die Temperaturabhängigkeit der Fotospannung. Während die Leerlaufspannung mit steigender Temperatur um etwa 2 mV/°C sinkt, steigt der Strom im selben Maße um rund 0,1%/°C.

Für die Grenzfrequenz der Fotoelemente sind Sperrschichtkapazität und Arbeitswiderstand sowie eine „innere Trägheit" des Fotoelementes bestimmend. Eine eindeutige Grenzfrequenz läßt sich nur angeben, wenn der Arbeitswiderstand bei allen auftretenden Beleuchtungsstärken kleiner als der Anpassungswiderstand ist. Im umgekehrten Fall wird die Grenzfrequenz von der Beleuchtungsstärke abhängig. Bei einem Arbeitswiderstand von 1 kΩ wird eine Grenzfrequenz größer 30 kHz angegeben.

Naumann

Fachbücher

Hans Schöpflin

Netzregelungen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1961

76 Seiten, 43 Bilder, 4 Tafeln, broschiert 4,80 DM

Der Verfasser des Bandes 4 „Netzregelungen" der Buchreihe AUTOMATISIERUNGSTECHNIK befaßt sich in grundsätzlichen Ausführungen mit den Schwerpunktproblemen der Frequenz- und Leistungsregelung für die wirtschaftliche Lastverteilung der Elektroenergieversorgung. Ausgehend von der Struktur des Netzes, der Erzeuger und der Abnehmer wird eine klare Darstellung der Netzregelungen gegeben. Die Besonderheiten der Vorgänge werden durch eine regelungstechnische Betrachtungsweise analysiert. Systematisch werden die Aufgaben der Lastverteilung, das Betriebsverhalten der Aggregate, die Regel-, Stell- und Störgrößen für das Verbundnetz als Regelstrecke erläutert. Die Verfahren der Netzregelung sowie die erforderlichen Geräte werden beschrieben. In Verbindung mit der Netzregelung wird für die wirtschaftliche Lastverteilung als Optimierungsmethode der Einbau der Folgeregler für die Führungsmaschinen, die Bereitstellung sicherer Fernsteuerkanäle und der Aufbau spezieller Rechenmaschinen gefordert. Entscheidend für eine Optimierung des Kraftwerkseinsatzes unter gleichzeitiger Beachtung der Netzverluste müssen der technische Aufwand und der ökonomische Nutzeffekt sein. Der Stoff wird verständlich in gedrängter Form behandelt unter Berücksichtigung der neuesten Fachliteratur. Das Buch ist sowohl für den Studierenden als auch den Energetiker und Netzingenieur besonders wertvoll sowie für den Plan Neue Technik der Energieversorgung aktuell.

Lemberg

Curt Rint

Lexikon der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik

Band 5 (Wörterbuchband)

VEB Verlag Technik, Berlin, Porta-Verlag KG, München, 1961

469 Seiten, 19,80 DM

Zu dem vierbändigen Lexikon der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik, für viele Fachleute bereits ein wertvolles Nachschlagewerk, ist vor einiger Zeit eine Ergänzung erschienen, die jetzt bereits in zweiter Auflage vorliegt. In diesem Wörterbuchband findet man die im Lexikon erklärten Begriffe in den drei Sprachen Russisch, Englisch und Französisch in alphabetischer Reihenfolge. Dieser Wörterbuchband ist für alle, die sich mit ausländischer Literatur beschäftigen müssen, ein unentbehrliches Hilfsmittel. Er gibt in Verwendung mit dem vierbändigen Lexikon bei z. B. nicht geläufigen oder unbekannten ausländischen Fachausdrücken den unmittelbaren Hinweis auf die entsprechende deutsche Erklärung und ermöglicht sogar die Übersetzung elektrotechnischer Fachausdrücke von einer ausländischen Sprache in eine andere. In künftigen Auflagen müßten jedoch so wichtige Begriffe wie OIRT und CCITT unbedingt mit aufgenommen werden.

Dieser Wörterbuchband ist allen Besitzern des vierbändigen Lexikons unbedingt zu empfehlen.

Jancke

Werner Krüger, Günther Roßberg, Fritz Höpke

Hören und Geben

Methodische Anleitung zur Ausbildung von Funkern

Deutscher Militärverlag, Berlin, 1962

139 Seiten, 28 Bilder und mehrere Hör- und Gebevorlagen, broschiert 4,80 DM

Die Morsehandschrift ist die Visitenkarte des Funkers. Zur richtigen und geschwindigkeitssicheren Beherrschung der Morsezeichen ist daher eine sehr gründliche und methodische Unterweisung erforderlich. Die Sicherheit und Schnelligkeit einer morsetelegrafischen Übermittlung hängen im drahtlosen

Dienst im hohen Maße von der rhythmischen, dem Funkwetter angepaßten Zeichengebung ab. Das Erlernen der Morsezeichen kann durch Absolvierung von entsprechenden Monatslehrgängen oder durch beharrliches Selbststudium geschehen. Leider gab es aber hierfür in der Vergangenheit sehr wenig spezielle und neuzeitliche Morseliteratur. Bei den verschiedenen Funkerausbildungsstätten existierten praktisch nur in Manuskriptform gedruckte individuelle Handunterlagen. Es ist daher außerordentlich erfreulich, daß nun ein Offizierskollektiv der deutschen Volksmarine mit dem vorliegenden Morselehrbuch endlich diese fühlbare Lücke geschlossen hat.

Das neue Buch stützt sich u. a. auf das bewährte im Jahre 1957 erschienene Unterrichtswerk für den Funkbetriebsdienst der sowjetischen Handelsflotte und umfaßt vier Hauptabschnitte. Sie befassen sich mit den Grundelementen der Funkerausbildung, den Methoden in der Hörausbildung, der Lehrmethodik in den Unterrichtsperioden, der Arbeit im Betriebsdienst, der Ausbildung bzw. dem Einsatz unter gefechtsmäßigen Bedingungen und der Zusammenstellung von Hör- und Gebevorlagen. Die stoffliche Gliederung und Darstellung ist durchweg ausgezeichnet systematisch und pädagogisch durchgeführt worden. Für die Satzzeichen sollte man jedoch bei späteren Neuauflagen einheitlich nur die nach der jeweiligen Vollzugsordnung für den Telegrafendienst gültigen internationalen Morsezeichen angeben. Wenn auch, wie im vorliegenden Falle, für einen Funkverkehr besonderer Art die Benutzung anderer Zeichen nicht ausgeschlossen ist, dürfte es künftig gleichfalls zweckmäßig sein, auf die Verkehrszeichen für den zivilen Funkverkehr entsprechend hinzuweisen.

Das Autorenkollektiv ließ sich bei der textlichen Abfassung von dem Gesichtspunkte leiten, daß den Lehrern und Schülern zur Erreichung des größten Nutzeffektes von vornherein gleichermaßen die Methoden der komplexen Ausbildung und die Einsatzmöglichkeiten der Morselehrgeräte usw. aufgezeigt werden müssen. Für jede Lernperiode werden klare methodische Hinweise über die Lernvorteile und möglichen Fehlerquellen gegeben. Der Übergang von der leichten zur schweren Morsematerie geschieht organisch, wobei eingestreute Zusatzübungsvorschläge einen guten Rückhalt gegen häufige vorkommende Fehler geben. Außerdem wird dem Gedächtnisgeben, dem Telegrafierkrampf und seiner Vermeidung sowie der permanenten Sicherheits- und Schnelligkeitserhöhung große Aufmerksamkeit gewidmet.

Das Unterrichtswerk dürfte, seinem Wesen entsprechend, nicht nur für die militärische und sicherheitsdienstliche Funkerausbildung das künftige Standardwerk sein. Das Buch stellt auch für die hauptberufliche Ausbildung von Funkerkräften des Großfunk-, Seefunk- und Flugfunkdienstes ein erstklassiges Hilfsmittel dar. Es genügt in jeder Weise den Anforderungen des internationalen Funkerzeugnisses 1. Klasse. Nicht zuletzt dürfte aber auch der große Kreis der Kurzwellenamateure seine Freude an dem neuen Lehrbuch haben, das ihnen bei der Erlernung und Erhaltung der Morsekunst gleichfalls gute Dienste leisten wird.

Möge das auf den vielen Betriebs- und Lehrerfahrungen aufgebaute Fachbuch seinem Grundgedanken vollauf gerecht werden: „Vielen vieles zu geben."

Baier